

# электротехника

3

1993

Энергоатомиздат

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ**

**Главный редактор КОЧЕТКОВ В. Д.**

**АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., БУЛАТОВ О. Г., ИЛЬИНСКИЙ Н. Ф., ИНЬКОВ Ю. М., КОВАЛЕВ Ф. И., КОЗЛОВ В. Б., КОПЫЛОВ И. П., КОРОТКОВ Г. С., КУБАРЕВ Л. П., ЛУРЬЕ А. И., ОБОЛЕНСКИЙ Н. А., ОРЛОВ Е. Г., ПЕШКОВ И. Б., ПОДАРУЕВ А. И., ПОЗДЕЕВ А. Д., ПОПОВ А. Н., ПОПОВ В. В., ПРЕСНОВ Ю. Л., РУСАКОВ В. Г. (зам. главного редактора), СУВОРОВ Н. И., ТРУБАЧЕВ С. Г., ЮНЬКОВ М. Г.**

**Редактор отдела Кунавина О. В.**

**Адрес редакции: 123242, Москва, д-242, Зоологическая ул., 11, комн. 212  
Телефон: 254-11-52, 254-14-80**



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ  
ИЗДАЕТСЯ ПРИ СОДЕЙСТВИИ АССОЦИАЦИИ  
ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ  
И АССОЦИАЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО  
ЭЛЕКТРОПРИВОДА

ИЗДАЕТСЯ С 1 ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 3 МАРТ 1993

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Лукутин Б. В., Обухов С. Г. Автобалансная стабилизация напряжения асинхронного генератора микроГЭС .....  
Мильых В. И. Расчетный анализ вихревых токов и добавочных потерь в обмотке якоря крупной машины постоянного тока .....  
2

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Сигчук О. Н., Луценко И. А., Гузов Э. С. Синтез импульсных систем управления электроприводами с помощью аппарата сетей Петри .....  
Олейников А. М., Смирнов С. Б., Сафонов А. Б. Асинхронный двигатель для электроприводов с параметрическим управлением .....  
15

### ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Александров В. В., Елагин В. Н., Коробов О. Г., Лейтес Л. В., Лурье А. И. Исследование модели регулировочного трансформатора с передвижной коротко-замкнутой обмоткой из высокотемпературной сверхпроводящей керамики .....  
21

### ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Васильев А. С., Балабух А. И., Овчаренко А. Е. Высокочастотные транзисторные инверторы, нагруженные на индуктор .....  
Сафонов А. И. Исследование электромагнитных процессов в силовой части выпрямителей для гальванических ванн .....  
25

### ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

- Бакута В. Г., Карпенко Л. Н., Литуновский В. Н., Очинников И. Б., Ткаченко Ю. А. Быстродействую-

щий импульсный газовый клапан для плазменных ускорителей .....  
32

Педро А. А. Постоянная составляющая в напряжении электрической дуги и переменного тока .....  
34

Лишиц А. Г., Шереверов В. И. Оптимальные регуляторы сварочного тока однофазных машин контактной сварки .....  
39

### ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

- Крохин В. В., Новиков В. К. Исследование переходных процессов при измерении статических характеристик магнитных материалов .....  
41  
Волков В. А., Фоминых Ю. А. Результаты исследования биметалла медь-алюминий, изготовленного по разработанной технологии .....  
45  
Куфа В. А. Модель магнитотвердого материала из нормально распределенных двухосных частиц .....  
48

### ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Понизовский А. З., Абрамов А. А., Гончаров В. А., Гостеев С. Г., Понизовский Л. З., Потапов В. А., Суворов К. В., Шведчиков А. П. Оптимизация параметров электрофизических установок для очистки воздуха .....  
52  
Сальников А. В. Внешний магнитоэлектрический эффект при термо- и фотоэлектронной эмиссии .....  
58  
Лямец Ю. Я., Антонов В. И., Ахметзянов С. Х. Определение места повреждения линии электропередачи по компонентам свободного процесса .....  
60  
Зубарев В. П., Камынин С. М. Статическая идентификация параметров кривой намагничивания магнитной цепи на ЭВМ .....  
66

### НАШИ ЮБИЛЯРЫ

- Попов Виктор Васильевич .....  
70  
Правила оформления рукописей статей .....  
71

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

УДК 621.313.332:621.316.722.1

## АВТОБАЛЛАСТНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА МИКРОГЭС

Б. В. ЛУКУТИН, С. Г. ОБУХОВ, кандидаты техн. наук

Применение асинхронных генераторов (АГ) в микроГЭС дает существенные преимущества с технической и экономической точек зрения. К настоящему времени накоплен достаточно большой опыт, подтверждающий целесообразность применения в качестве АГ серийных двигателей, номенклатура которых чрезвычайно широка. Это создает значительные удобства при проектировании электрооборудования станций и позволяет снизить его стоимость. Известными достоинствами асинхронных машин являются простота конструкции, высокая эксплуатационная надежность, сравнительно низкая стоимость, что также привлекает внимание разработчиков микроГЭС. В результате, несмотря на некоторые сложности с возбуждением и регулированием напряжения, асинхронные генераторы находят широкое применение в автономных источниках электропитания, в том числе и в микроГЭС [1].

Автобалластные системы стабилизации напряжения, распространенные в современных микроГЭС, позволяют в ряде случаев исключить канал регулирования возбуждения генератора, что дополнительно облегчает применение асинхронного генератора с емкостным самовозбуждением. Типичная схема такой микроГЭС показана на рис. 1, где турбина  $T$  с постоянными энергетическими параметрами рабочего потока воды  $w$  приводит во вращение асинхронный генератор АГ. Возбуждение генератора осуществляется от батареи конденсаторов  $C$ . Регулирование генерируемого напряжения и его частоты осуществляется путем стабилизации тока генератора  $I_g$  с помощью балластной нагрузки БН. Регулятор балластной нагрузки РБН представляет собой тиристорное устройство с фазовым регулированием. Углы управления тири-

сторов РБН определяются значением тока полезной нагрузки  $I_h$ .

Идеальная стабилизация напряжения АГ возможна, если при неизменном вращающем моменте турбины ток генератора не меняется при любых значениях нагрузки микроГЭС. Если постоянство энергии рабочего потока воды турбины можно обеспечить достаточно простыми средствами, например, применением напорного трубопровода, то полностью компенсировать изменения полезной нагрузки микроГЭС весьма затруднительно.

В статье рассматриваются возможности стабилизации напряжения микроГЭС в установившихся и переходных режимах с помощью одной из простейших одноканальных автобалластных систем. Силовая схема регулятора балластной нагрузки представляет собой симметричные биполярные тиристорные ячейки, включенные в каждую фазу генератора по схеме с нулевым проводом. Фазовые углы управления тиристорами формируются системой управления вертикального типа в зависимости от тока полезной нагрузки [1].

Исследование рабочих режимов микроГЭС проводилось с использованием математического моделирования на ЭВМ. Достоверность результатов расчета подтверждается опытными данными, полученными при лабораторных испытаниях электрической части микроГЭС.

Математическая модель основных процессов энергопреобразования и управления выходными параметрами станции содержит блоки, описывающие работу основных частей станции: асинхронного генератора с емкостным самовозбуждением, приводной гидротурбины, автобалластной системы стабилизации и нагрузки.

Эквивалентируя нагрузку станции, как это принято в теории машинно-вентильных систем [2], первыми гармоническими составляющими токов и напряжений и, учитывая симметрирующее действие автобалласта, воспользуемся хорошо разработанными методиками моделирования асинхронных машин [3]. Обычно, для упрощения математического описания симметричная асинхронная машина приводится к эквивалентной двухфазной. Дифференциальные уравнения равновесия напряжений и электромагнитного момента сопротивления на валу генератора на осях  $\alpha$ ,  $\beta$ , 0 имеют вид:

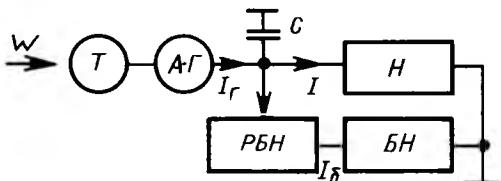


Рис. 1. Структурная схема микроГЭС

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi}{dt} &= -U_\alpha - \frac{R_s}{\sigma x_s} \psi_\alpha + \frac{x_m R_s}{\sigma x_r x_s} \psi_{r\alpha}; \\ \frac{d\psi}{dt} &= -U_\beta - \frac{R_s}{\sigma x_s} \psi_\beta + \frac{x_m R_s}{\sigma x_r x_s} \psi_{r\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{x_m R_r}{\sigma x_r x_s} \psi_{r\alpha} - \frac{R_r}{\sigma x_r} \psi_{r\alpha} - \Omega_r \psi_{r\beta}; \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} \psi_\beta - \frac{R_r}{\sigma x_s x_r} \psi_{r\beta} + \Omega_r \psi_{r\alpha}; \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= (M_t - M_J)/J; \\ M_J &= \frac{3}{2} \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} (\psi_\beta \psi_{r\alpha} - \psi_{r\beta} \psi_\alpha), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$  – векторные составляющие напряжения обмотки статора по осям  $\alpha-\beta$ ;  $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$  – потокосцепления обмотки статора по осям  $\alpha-\beta$ ;  $\psi_{r\alpha}$ ,  $\psi_{r\beta}$  – потокосцепления обмотки ротора по осям  $\alpha-\beta$ ;  $x_s$ ,  $x_r$  – индуктивное сопротивление обмоток статора и ротора;  $x_m$  – индуктивное сопротивление контура намагничивания между обмотками;  $R_s$ ,  $R_r$  – активные сопротивления обмоток статора и ротора;  $\Omega_r$  – "электрическая" круговая частота вращения ротора;  $\sigma = 1 - x_m^2/x_s x_r$  – коэффициент рассеяния;  $J$  – момент инерции вращающихся масс установки;  $M_J$  – электромагнитный момент сопротивления на валу генератора;  $M_t$  – вращающий момент гидротурбины;  $dt$  – шаг дифференцирования.

Уравнения связи между электрической машиной и эквивалентной нагрузкой можно представить в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_\alpha}{dt} &= \left[ \frac{1}{\sigma x_s} \psi_\alpha - \frac{x_m}{\sigma x_r x_s} \psi_{r\alpha} - \frac{\psi_{H\alpha}}{x_H} \right] x_c; \\ \frac{dU_\beta}{dt} &= \left[ \frac{1}{\sigma x_s} \psi_\beta - \frac{x_m}{\sigma x_r x_s} \psi_{r\beta} - \frac{\psi_{H\beta}}{x_H} \right] x_c; \\ \frac{d\psi_{H\alpha}}{dt} &= U_\alpha - \frac{R_H}{x_H} \psi_{H\alpha}; \\ \frac{d\psi_{H\beta}}{dt} &= U_\beta - \frac{R_H}{x_H} \psi_{H\beta}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $x_c$  – приведенное емкостное сопротивление конденсаторной батареи;  $R_H$ ,  $x_H$  – активное и индуктивное сопротивления эквивалентной нагрузки генератора;  $\psi_{H\alpha}$ ,  $\psi_{H\beta}$  – потокосцепления эквивалентной нагрузки по осям  $\alpha-\beta$ .

Эквивалентная нагрузка генератора характеризует цепь, состоящую из параллельно включенных полезной  $z(R, x, \varphi)$  и балластной  $z_6$  (определенной по первым гармоническим составляющим тока и напряжения в зависимости от угла управления вентилями  $\alpha$ ) нагрузок:

$$\left. \begin{aligned} R_H &= \frac{zz_6 \cos (\varphi + \varphi_6 - \arctg \frac{x+x_6}{R+R_6})}{\sqrt{(R+R_6)^2 + (x+x_6)^2}}; \\ z_H &= \frac{zz_6 \sin \left[ \varphi + \varphi_6 - \arctg \frac{x+x_6}{R+R_6} \right]}{\sqrt{(R+R_6)^2 + (x+x_6)^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Зависимости балластной нагрузки  $z_6(\alpha)$  и врачающего момента  $M_t(\Omega)$  для конкретной гидротурбины представляются в виде сплайн-функций.

Мгновенные значения токов генератора  $i_H$ , полезной  $i$  и балластной нагрузок  $i_6$  определяются из уравнений (1), (2):

$$\left. \begin{aligned} i_\alpha &= \frac{1}{\sigma x_s} \psi_\alpha - \frac{x_m}{\sigma x_r x_s} \psi_{r\alpha}; \\ i_\beta &= \frac{1}{\sigma x_s} \psi_\beta - \frac{x_m}{\sigma x_r x_s} \psi_{r\beta}; \\ i_{r\alpha} &= \frac{1}{\sigma x_r} \psi_{r\alpha} - \frac{x_m}{\sigma x_r x_s} \psi_\alpha; \\ i_{r\beta} &= \frac{1}{\sigma x_r} \psi_{r\beta} - \frac{x_m}{\sigma x_r x_s} \psi_\beta; \\ i_{H\alpha} &= \psi_{H\alpha}/x_H; i_{H\beta} = \psi_{H\beta}/x_H; \\ i &= i_H \frac{1}{\sqrt{(R+R_6)^2 + (x+x_6)^2}}; \\ i_6 &= i_H - i. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Учет насыщения электрической машины по пути основного магнитного потока осуществляется с помощью расчетной кривой намагничивания

соответствующей машины, представляющей в виде

$$x_m = f(i_\mu), \quad (5)$$

где  $i_\mu = \sqrt{(i_\alpha + i_{\text{г}\alpha})^2 + (i_\beta + i_{\text{г}\beta})^2}$  — ток намагничивания.

Решение системы дифференциальных уравнений (1)–(5) возможно численными методами для конкретных значений параметров и заданных начальных условий. Данная математическая модель, реализованная на ПЭВМ типа IBM PC, обладает универсальностью и позволяет проводить исследования статических и динамических режимов работы микроГЭС при возмущениях как со стороны нагрузки, так и гидротурбины.

На точность стабилизации напряжения микроГЭС в наибольшей степени влияют такие параметры как коэффициент саморегулирования гидротурбины, определяющий "жесткость" ее механической характеристики, максимальная мощность балластной нагрузки и закон ее регулирования, диапазон изменения и характер полезной нагрузки станции.

Зависимость максимальной погрешности стабилизации напряжения и частоты гидроагрегата с асинхронным генератором от коэффициента саморегулирования турбины, определяемого как  $e_t = (dM_f/d\Omega)(M_{10}/\Omega_0)$ , ( $M_{10}, \Omega_0$  — момент и частота вращения турбины), приведена на рис. 2. Как следует из графиков, с увеличением "жесткости" привода погрешность стабилизации частоты  $\Delta f$  уменьшается, а напряжения  $\Delta U$  возрастает, что вполне объяснимо связью значения генерируемого напряжения и частоты вращения генератора. Зависимости  $\pm \Delta f_{\max}$ ,  $\pm \Delta U_{\max}$  приведены в достаточно широком диапазоне  $e_t$  для нагрузки активного характера. Балластное сопротивление выбрано из условия  $R_b = 1,25 R_{\text{н.ном}}$ , что является оптимальным значением с точки зрения погрешности стабилизации напряжения при работе

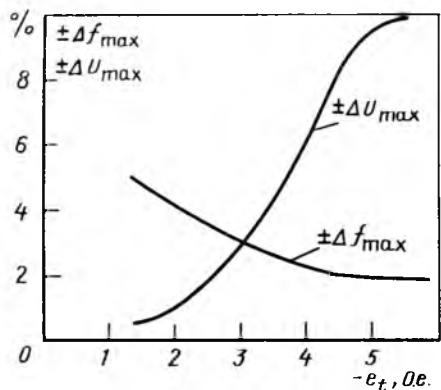


Рис. 2. Зависимости максимальной погрешности стабилизации напряжения  $U$  и частоты  $f$  от коэффициента саморегулирования турбины  $e_t$

микроГЭС на активную нагрузку. Исследования показали, что для токового автобалласта при активно-индуктивной нагрузке станции с  $\cos \varphi = 0,9$ ,  $R_b = 1,32 z_{\text{н.ном}}$ , а при  $\cos \varphi = 0,8$ ,  $R_b = 1,45 z_{\text{н.ном}}$ .

Как следует из рис. 2, коэффициент саморегулирования гидротурбины оказывает противоположное действие на стабилизацию напряжения и частоты микроГЭС. В соответствии с расчетными данными для рассматриваемого типа микроГЭС примем оптимальное значение  $e_t \approx -3$ . При этом погрешности стабилизации напряжения и частоты одинаковы и составляют  $\pm 2,5 \%$  номинальных значений.

Динамические режимы в рассматриваемом типе микроГЭС могут происходить лишь при внезапном изменении полезной нагрузки станции. Автобалластная система стабилизации, реагирующая на ток нагрузки, стремится компенсировать возмущение путем перераспределения токов нагрузки и балласта так, чтобы результирующий ток генератора оставался, по возможности, неизменным.

Одноканальная токовая система стабилизации автобалластного типа, как и в случае синхронных машин, обеспечивает устойчивость станции и апериодический характер ее переходных процессов [4]. Отклонения напряжения в переходном режиме от установившегося значения и длительность этого отклонения определяются в основном быстродействием автобалластной системы стабилизации, инерционностью вращающихся масс гидроагрегата, а также значением и характером сбрасываемой или набрасываемой нагрузки.

Характер переходного процесса непосредственно после изменения нагрузки микроГЭС в основном определяется действием регулятора балластной нагрузки. Быстродействие токового регулятора может быть столь высоким, что практически в ряде схемных решений его можно считать безинерционным. Поэтому отклонения тока и напряжения АГ в начальный момент переходного режима незначительны. Дальнейший ход переходного процесса обусловлен только погрешностью между эквивалентной нагрузкой генератора в установившихся режимах до и после переходного процесса. Разница в эквивалентной нагрузке генератора микроГЭС обусловлена фазовым регулированием тиристорами регулятора балласта и определяется полезной нагрузкой. Длительность переходного процесса определяется инерционной постоянной вращающихся масс гидроагрегата при его переходе с одной нагрузки на другую.

Во многих схемных решениях систем управления тиристорными регуляторами используются сглаживающие фильтры. В частности, типичная схема вертикального управления подразумевает сглаживание фазонесущего сигнала. Сглаживающие фильтры вносят инерционность в канал фазо-

вого регулирования, что сказывается на характере переходных процессов в автономных энергоустановках.

На рис. 3 показана осциллограмма сброса 100 % полезной нагрузки (ток  $I$ ). Осциллограмма снята на лабораторной установке с асинхронным генератором мощностью 5,5 кВт. В цепи датчика тока автобалластной системы стабилизации содержится сглаживающий  $R-C$  фильтр с постоянной времени порядка 0,06 с. Расчетные кривые переходного процесса, соответствующего условиям эксперимента, показаны на рис. 4. Сравнение расчетных и экспериментальных кривых показывает их весьма близкое сходство, что свидетельствует об адекватности математической модели реальным физическим процессам.

По данным расчета и эксперимента видно, что на переходный процесс в данном случае основное влияние оказывает инерционность канала фазового управления, проявляющаяся в более медленном возрастании тока балласта  $I_b$  и, соответственно, влиянии его на результатирующий ток генератора  $I_g$  и напряжение  $U$ . Таким образом, кроме электромеханического переходного процесса, вызванного погрешностью стабилизации эквивалентной нагрузки генератора, в микрогЭС имеет место электромагнитный процесс, обусловленный инерционностью регулирования угла управления тиристорами. Длительность электромагнитного процесса соответствует длительности переходного процесса сглаживающего фильтра и равна примерно девяти перио-

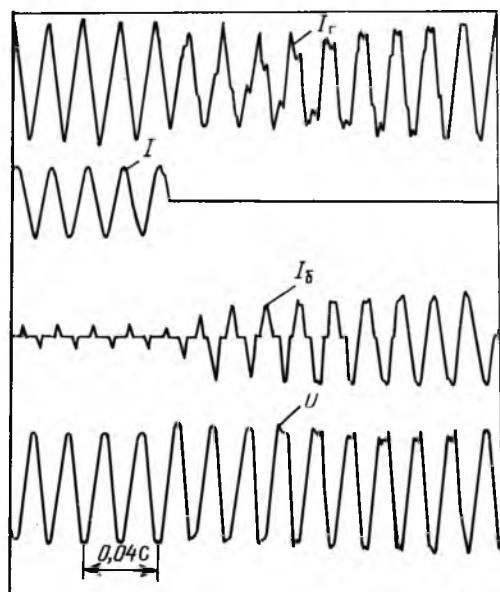


Рис. 3. Осциллограмма переходного процесса при сбросе 100 % нагрузки микрогЭС

дам частоты генератора или 0,18 с. Максимальные отклонения напряжения генератора при этом не превышают 12–14 % относительно установленного значения до изменения режима работы.

Таким образом, одноканальная система стабилизации микрогЭС, построенная по принципу автобалластного регулирования тока генератора, обеспечивает точность стабилизации значения напряжения на уровне  $\pm (1-9) \%$  частоты в преде-

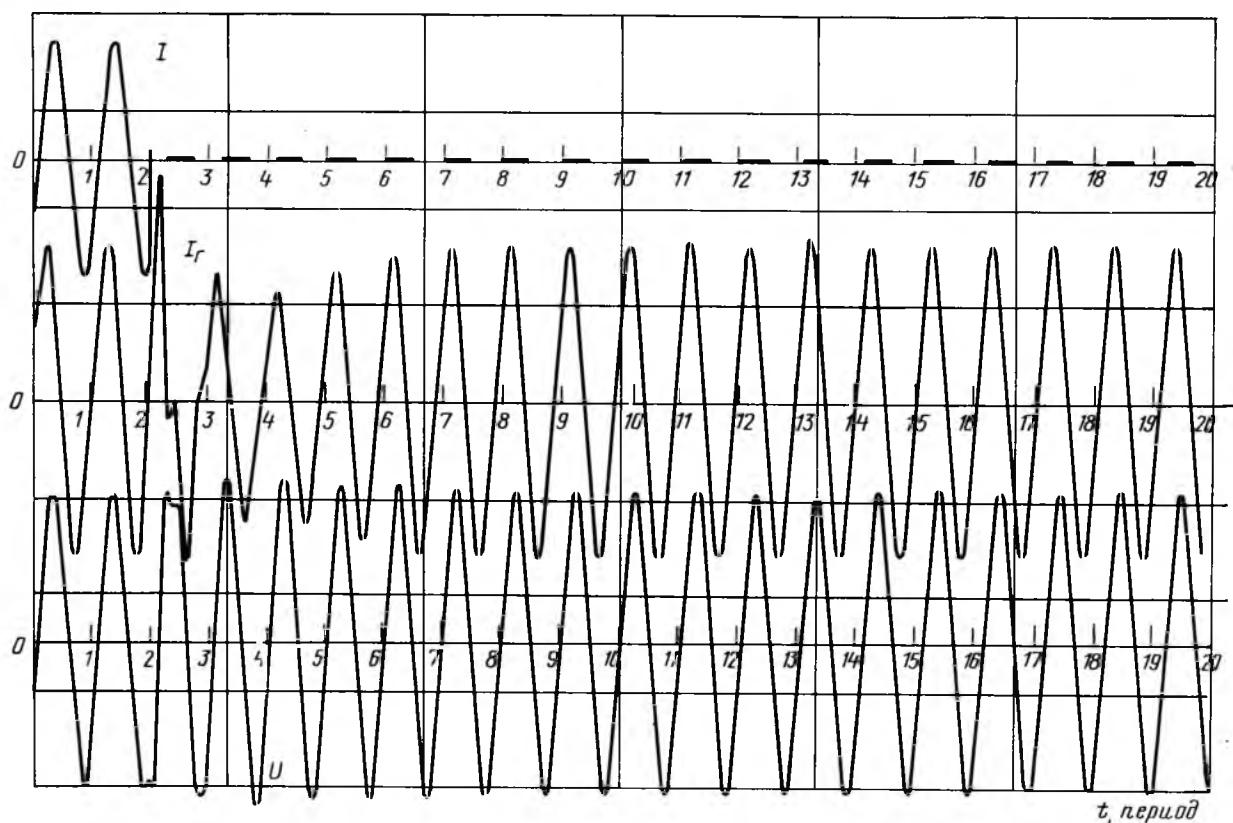


Рис. 4. Расчетные кривые переходного процесса сброса 100 % нагрузки микрогЭС

лах  $\pm (2,5-2) \%$  относительно установившихся значений для турбин с коэффициентом саморегулирования  $-2 \div -5$ . Балластная нагрузка при этом должна выбираться в соответствии с приведенными в статье рекомендациями.

Переходные процессы в микроГЭС рассматриваемого типа вызывают отклонения напряжения АГ практически на уровне статических погрешностей и определяются в основном постоянной времени регулятора балласта.

В целом, одноканальные балластные системы стабилизации можно рекомендовать для применения в микроГЭС с асинхронным генератором, работающим на пассивную нагрузку с неизменным коэффициентом мощности.

#### Список литературы

1. Лукутин Б. В., Сипайлов Г. А. Использование механической энергии возобновляемых природных источников для энергоснабжения автономных потребителей. Фрунзе: Илим, 1987.
2. Лукутин Б. В., Обухов С. Г. Эквивалентная нагрузка генератора микрогидроэлектростанции с автобалластной нагрузкой // Изв. вузов. Электромеханика. 1988. № 5. С. 99–104.
3. Сипайлов Г. А., Лоос А. В. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1970.
4. Лукутин Б. В., Обухов С. Г. Динамика микрогидроэлектростанции с автобалластной стабилизацией напряжения // Электротехника. 1989. № 10. С. 21–24.

Поступила 4.12.92

УДК 621.313.024.001.24

## РАСЧЕТНЫЙ АНАЛИЗ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ И ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ В ОБМОТКЕ ЯКОРЯ КРУПНОЙ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В. И. МИЛЫХ, канд. техн. наук

Харьковский политехнический институт

Принцип расчета вихревых токов (ВТ) в обмотке якоря (ОЯ) машины постоянного тока (МПТ) изложен в [1] и основан на цепнополевом подходе — использовании электрической схемы замещения проводников при предварительной подготовке ее параметров полевыми методами, что также уже сделано в [2, 3]. Однако на том этапе ограничились рассмотрением ВТ только в режиме холостого хода (ХХ) и для наиболее простого случая выполнения секции ОЯ — из сплошного проводника.

Цель статьи, продолжающей серию [1–3], — расчетное исследование ВТ и вызванных ими дополнительных потерь мощности (ДПМ) в более сложных условиях, а именно — при использовании составной секции, образованной параллельными проводниками, причем уже не только в режиме ХХ, но и в режиме нагрузки (РН). При этом ориентируемся на комплексное решение без условного выделения из ВТ так называемых контурных токов, без упрощающего подразделения переменного магнитного поля на разнопричинные составляющие, возникающие из-за переменно-полюсной структуры МПТ в целом, из-за зубчатости башмаков главных полюсов и из-за коммутации секций ОЯ. Все это позволяет снять проблему наложения разнопричинных ДПМ, возникающую при раздельных расчетах.

В первую очередь сформируем электрическую схему замещения секций ОЯ. При этом, как исходный вариант, будем рассматривать ее конструкцию, показанную на рис. 1, где составной (из двух проводников) выполнен только верхняя полусекция, так как именно здесь выделяется подавляющая доля ДПМ [1].

В пазовой части (ПЧ) на длине сердечника якоря  $d$  проводники ОЯ условно подразделяются на элементы достаточно малого сечения ( $\Delta a \times \Delta b$ ), которые затем представляются токовыми нитями, что обосновано в [1, 3]. Дробление проводников может быть как равномерным, так и неравномерным (предпочтительна большая детализация ближе к краям сечения, так как здесь обычно плотность ВТ максимальна), идентичным для всех проводников или индивидуальным, что показано на рис. 1 и 2 на примере типичного заполнения паза крупной МПТ. Расположение проводников в пазу, их число и форма могут быть произвольными.

Токи нитей, как и естественные контуры ВТ, могут формироваться двояко: во-первых, образуя чисто пазовую структуру —  $i_{\text{в.в}}$  и  $i_{\text{в.н}}$  в пределах  $d_c$ ; во-вторых, замыкаясь по лобовым частям (ЛЧ) — это упоминавшиеся контурные токи  $i_{\text{л.к}}$ , показанные на рис. 1. Соответственно, в схеме замещения необходимо имитировать пути замыкания всех токов. При этом в ЛЧ желательно принять равномерное распределение плотности ВТ, избавляясь от подразделения и ее на свои нити. Такое допущение оправдывается тем, что в ЛЧ не действует основной фактор неравномерности ВТ — переменное магнитное поле, а еще один фактор — вытеснение тока — будет учтен соответствующим вычислением параметров в этой части. Очевидно также, что ВТ в верхней и нижней полусекциях независимы друг от друга и могут рассматриваться обособленно.

Сформированная электрическая схема замеще-

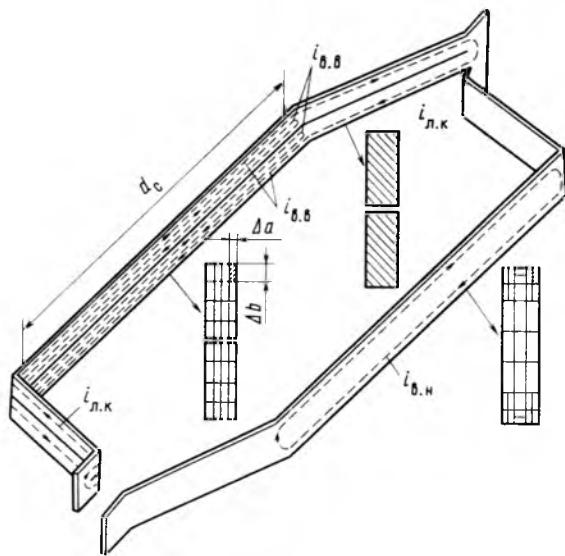


Рис. 1. Секции обмотки якоря с подразделенной пополам верхней полусекцией (показаны варианты условного дробления проводников в пазовой части на элементы – нити)

ния представлена на рис. 3. Показаны только два проводника (им присвоены номера  $q$  и  $w$ ), что достаточно для рассмотрения общего случая расчетного алгоритма. Подразумеваемое произвольное число проводников  $W$  ограничим (хотя для упомянутого метода это и не обязательно) пределами одного паза, так как магнитные связи ВТ соседних пазов относительно слабы [3]. Ветви, расположенные вертикально, замещают нити ПЧ проводников, горизонтально – ЛЧ, причем для последних параметры с двух сторон секции сосредоточены для удобства в одной ветви.

Расчет ВТ строится на решении систем уравнений, связывающих токи нитей в схеме на рис. 3.

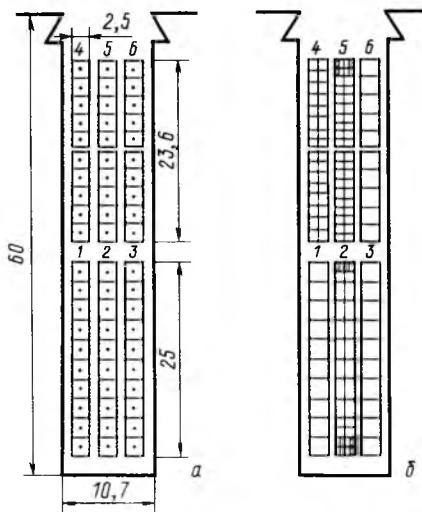


Рис. 2. Заполнение паза якоря и расчетные варианты дискретизации проводников

Для формирования уравнений важен строгий порядок нумерации токовых нитей и, соответственно, их параметров, что будет отражаться в конкретных буквенных индексах.

Порядок нумерации проводников фактически уже установлен –  $w = 1, 2, \dots, W$ , ему же подчиняются параметры их ЛЧ.

Система нумерации нитей ПЧ имеет три взаимосвязанных варианта. Во-первых, они нумеруются в пределах отдельных проводников: 1, 2, ...,  $V(q)$ ; 1, 2, ...,  $V(w)$  – в  $q$  и  $w$  проводниках и т. д. Максимальные номера  $V(1), \dots, V(w), \dots, V(W)$  образуют свой ряд чисел, а их сумма дает общее число пазовых нитей  $K$ . Места ветвей ЛЧ между нитями ПЧ фиксируются посредством номе-

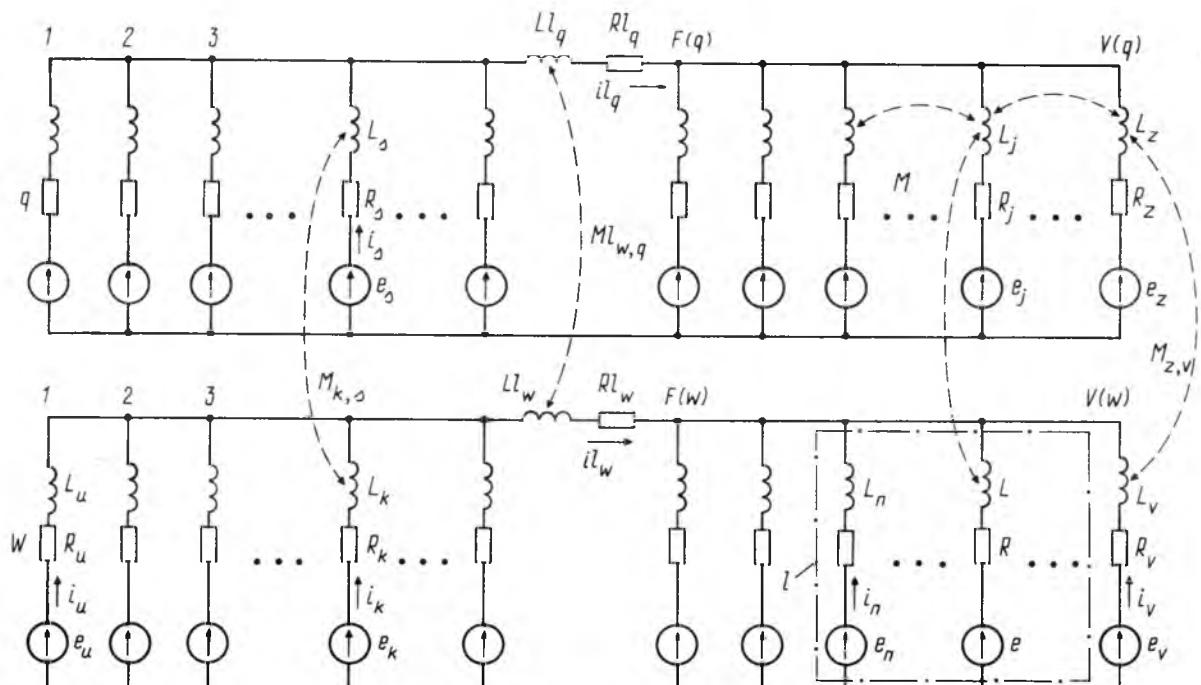


Рис. 3. Схема замещения проводников обмотки якоря

ров тех нитей, которые следуют сразу за ними. Эти номера обозначены  $F(q)$  и  $F(w)$  для имеющихся на рис. 3 проводников, а вообще такие номера образуют числовой ряд  $F(1), \dots, F(W)$ . Если некоторый проводник  $q$  является сплошным, как нижняя полусекция на рис. 1, то достаточно задать  $F(q) = 0$ , выводя из схемы ветвь ЛЧ.

Второй вариант нумерации нитей — сквозной (или глобальный), т. е. начиная от первой нити первого проводника и кончая последней нитью  $W$  проводника. Используя в качестве счетчика букву  $k$ , представим это как  $k = 1, 2, \dots, K$ . Имеющиеся на рис. 3 обозначения  $s, j, z, u, k, n, v$  принадлежат именно этому диапазону.

Третий вариант нумерации является также сквозным, но избирательным, — с пропуском в каждом проводнике последней нити, учитывая отведенную ей особую роль в последующем формировании уравнений. Поэтому упорядоченный ряд пересчета нитей по такому варианту будет выглядеть как  $x = 1, 2, \dots, X$ , где  $X = K - W$ .

В дальнейшем по указывающимся границам числовых последовательностей можно будет судить о конкретном варианте пересчета.

В рассматриваемой постановке решение задачи ВТ следует искать как функции времени  $t$  для токов нитей пазовой и лобовой частей

$$i_k(t), k = 1, 2, \dots, K; i_l_w(t), w = 1, 2, \dots, W. \quad (1)$$

Однако в процессе решения оставим сокращенный ряд неизвестных

$$i_x(t), x = 1, 2, \dots, X, \quad (2)$$

исключив временно на основе первого закона Кирхгофа токи ветвей ЛЧ, а также токи последних пазовых нитей  $v$  в каждом  $w$  проводнике, которые выражаются через токи остальных нитей ПЧ:

$$i_l_w = \sum_{f=1}^{F(w)-1} i_f; i_v = - \sum_{k=u}^{v-1} i_k, \quad (3)$$

где  $u$  — глобальный номер крайней левой (первой) нити в проводнике.

Исходной информацией для расчета являются:

1) сопротивления нитей ПЧ и ЛЧ

$$R_k, k = 1, 2, \dots, K; Rl_w, w = 1, 2, \dots, W; \quad (4)$$

2) индуктивные параметры нитей ПЧ и ЛЧ

$$M_{k,s}, k = 1, 2, \dots, K; s = 1, 2, \dots, K; \quad (5)$$

$$Ml_{w,q}, w = 1, 2, \dots, W; q = 1, 2, \dots, W. \quad (6)$$

причем на главных диагоналях этих матриц будут находиться индуктивности, так как при  $k = s$   $M_{k,s} = L_k = L_s$  и при  $w = q$   $Ml_{w,q} = Ll_w = Ll_q$ , а остальные элементы — это коэффициенты взаимоиндуктивности;

### 3) временные функции ЭДС нитей ПЧ

$$\epsilon_k(t), k = 1, 2, \dots, K. \quad (7)$$

Взаимоиндуктивностями между ПЧ и ЛЧ, а также параметрами перемычек между нитями ПЧ пренебрежем, так как они несопоставимо малы по сравнению с сопротивлениями и индуктивностями этих частей.

В таких условиях достаточно составить уравнения на основании второго закона Кирхгофа, используя упорядоченную систему контуров. Каждый очередной контур будем начинать с новой нити, перебирая их с левого края, например, от нити  $u$  в проводнике  $w$  (рис. 3). Но все контуры замкнем по последней, правой нити  $v$  (один из таких контуров —  $l$  проходит по нитям  $n$  и  $v$ ). Общее число контуров во всех проводниках будет соответствовать числу неизвестных (2).

Каждая контурная ЭДС  $\epsilon_x = \epsilon_n - \epsilon_v$  представляется в соответствии с [1, 2] гармоническим рядом Фурье

$$\begin{aligned} \epsilon_x = l_a \omega \sum_{g=1, 3, 5}^G & g[A_{m, v, g} \cos(g\omega t + \beta_{a, v, g}) - \\ & - A_{m, n, g} \cos(g\omega t + \beta_{a, n, g})], \end{aligned} \quad (8)$$

где  $g$ ,  $G$  — номер гармоники и ее максимально разрешенный номер;  $A_{m, n, g}$ ,  $\beta_{a, n, g}$  — амплитуда и начальная фаза векторного магнитного потенциала  $n$ -нити  $g$ -гармоники (для  $v$ -нити аналогично);  $\omega$  — угловая частота первой гармоники;  $l_a$  — активная длина ОЯ.

Гармонические ряды преобразуются в совокупность комплексных амплитуд [1] на основе символического метода [4, 5]:

$$\underline{E}_{m, x, g} = j\omega gl_a (A_{m, v, g} - A_{m, n, g}), x = 1, 2, \dots, X; \quad (9)$$

$$g = 1, 3, 5, \dots, G.$$

С использованием комплексных амплитуд векторного магнитного потенциала

$$\begin{aligned} \underline{A}_{m, n, g} &= A_{m, n, g} e^{j\beta_{a, n, g}}; \\ \underline{A}_{m, v, g} &= A_{m, v, g} e^{j\beta_{a, v, g}}, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $j = \sqrt{-1}$  — мнимая единица;  $e$  — основание натурального логарифма.

Исходя из представления ЭДС, неизвестные токи (2) можно вычислить по гармоникам как вектор  $\underline{I}_g$  комплексных амплитуд

$$\underline{I}_{m, x, g} = I_{m, x, g} e^{j\beta_{m, x, g}}, x = 1, 2, \dots, X; \\ g = 1, 3, 5, \dots, G. \quad (11)$$

Составив уравнение по второму закону Кирхгофа, получим совокупность алгебраических систем в матричной форме

$$\underline{C}_g \underline{I}_g = \underline{E}_g, g = 1, 3, 5, \dots, G. \quad (12)$$

Квадратная матрица комплексных коэффициентов  $\underline{C}_g$  имеет размерность ( $XX$ ) и должна быть сформирована вместе с вектором ЭДС  $\underline{E}_g$  для каждой из учитываемых гармоник на основе имеющихся данных типа (4), (5), (6) и (10). Этот процесс необходимо алгоритмизировать с учетом последующего применения ЭВМ для решения систем типа (12).

Разработанный алгоритм получается достаточно компактным благодаря принятому порядку нумерации и пересчета проводников и ветвей схемы на рис. 3. Он построен на известных в практике программирования циклах [6] и представлен в табл. 1.

В данном случае имеются четыре вложенные циклы со счетчиками  $w$ ,  $b$ ,  $q$ ,  $h$ , ограниченные прямоугольными рамками:  $w$  и  $q$  перебирают проводники,  $b$  и  $h$  — нити в пределах очередных проводников. Величины  $\underline{C}_g(x, y)$  и  $\underline{E}_g(x)$  являются элементами соответствующих матрицы и вектора. В самом внутреннем цикле имеются условные операторы "если" (в терминах, не привязанных к конкретному алгоритмическому языку), показывающие, при выполнении какого сочетания номеров следует выполнить оператор, стоящий вслед за "то". В целом форма записи алгоритма такова, что не составит труда для перехода на конкретный язык программирования.

Представленный алгоритм подобен уже рассмотренному в [1], но имеет важные особенности, касающиеся учета параметров ЛЧ проводников. Решение сформированной системы уравнений (12) при проведении расчетов получалось по стандартной подпрограмме для алгебраических уравнений с комплексными коэффициентами [7], включенной в общую программу на алгоритмическом языке ПЛ/1 [6].

Решение в виде комплексных амплитуд токов (11) дополнено затем на основе (3) токами ЛЧ и

$x = 0; n = 0; v = 0;$

$w = 1, 2, \dots, W;$

$v = v + V(w);$   
 $b = 1, 2, \dots, V(w) - 1;$

$n = n + 1; x = x + 1; y = 0; s = 0; z = 0;$   
 $\underline{E}_g(x) = j\omega l_a \underline{A}_{m, v, g} - \underline{A}_{m, n, g};$   
 $q = 1, 2, \dots, W;$

$z = z + V(q);$   
 $n = 1, 2, \dots, V(q) - 1;$

$y = y + 1; s = s + 1;$   
 $\underline{C}_g(x, y) = jwg [M_{n, s} + M_{v, z} -$   
 $- M_{z, m} - M_{s, v}];$   
"если"  $w = q$  "то"  $\underline{C}_g(x, y) =$   
 $= \underline{C}_g(x, y) + R_v;$   
"если"  $x = y$  "то"  $\underline{C}_g(x, y) =$   
 $= \underline{C}_g(x, y) + R_n;$   
"если"  $\{[w = q] \text{ и } [b < F(w)]$   
"и"  $[h < F(q)]\}$   
"то"  $\underline{C}_g(x, y) = \underline{C}_g(x, y) + R_l_w;$   
"если"  $\{[b < F(w)] \text{ и } [h < F(q)]\}$   
"то"  $\underline{C}_g(x, y) = \underline{C}_g(x, y) + j\omega g M l_{w, q};$

$s = s + 1;$

$n = n + 1;$

последних нитей в ПЧ проводников

$$I_{m, w, g} = \sum_{f=1}^{F(w)-1} I_{m, f, g}; I_{m, v, g} = - \sum_{k=u}^{v-1} I_{m, k, g}. \quad (13)$$

С учетом всех гармоник результирующая функция тока, например, для некоторой  $k$  нити имеет вид

$$i_k = \sum_{g=1, 3, 5}^G I_{m, k, g} \sin(g\omega t + \beta_{i, k, g}), \quad (14)$$

причем амплитуды и начальные фазы гармоник извлекаются из комплексных амплитуд, представленных в показательной форме (11).

Далее, по известным правилам [5] находятся действующие значения токов и их плотностей в нитях как по гармоникам, так и в целом; получаются ДПМ в отдельных нитях, в проводниках, на паз и на всю МПТ, как это уже показано в [1]. Все это позволяет перейти к представлению результатов расчета для конкретной МПТ.

Пример расчета выполнен применительно к МПТ типа П2-23/132, параметры которой в достаточной мере уже представлены в [1, 2, 3]. Кроме того, в [2] уже изложена методика и получены данные по возбуждающему магнитному полю, а в [3] то же сделано по индуктивным параметрам токовых нитей проводников в их ПЧ.

Индуктивные параметры ЛЧ проводников найдены по методике [8] — как для прямоугольных шин со встречным направлением токов, что соответствует модели на рис. 1. Так, контуры ЛЧ на две стороны секции имеют собственную индуктивность 0,4 мГн при их длине 0,77 м. А индуктивность, например, некоторого усредненного контура в ПЧ проводников — около 2,2 мГн при их активной длине  $l_a$ , равной 1,26 м. Удельное

электрическое сопротивление медных проводников принято соответствующим нагретому состоянию —  $2,2 \cdot 10^{-8}$  Ом·м и на ЛЧ пришлось активное сопротивление  $0,115 \cdot 10^{-2}$  Ом, а для нитей ПЧ оно зависело от конкретного способа дискретизации проводников. Параметры разложения Фурье (8) составляли:  $\omega = 46,1$  рад/с,  $G = 53$  [1, 2].

Первичный вариант дискретизации проводников в ПЧ представлен на рис. 2, *a* — здесь каждый из них замещается десятью токовыми нитями. Как показал анализ, проведенный в [1], этот уровень разбиения для рассматриваемого варианта пазового заполнения вполне достаточен при предварительной оценке ВТ и ДПМ. Основным расчетным вариантом секции является представленный на рис. 1, однако для сравнения проводились расчеты и при сплошном проводнике на всей длине секции.

Рассмотрев режимы ХХ и номинальной нагрузки и использовав данные по магнитным полям из [2], для определенности отметим, что при их расчете в РН в проводниках ОЯ задавалось на всей полюсной дуге одинаковое значение тока  $I_c$ , за исключением зоны коммутации. На ее ширине  $\varphi_{з.к}$  (она составляла  $0,095\tau$ , где  $\tau$  — полюсное деление) ток в проводниках принял линейно изменяющимся от  $+I_c \rightarrow -I_c$ , что соответствовало фактически допущению прямолинейного характера коммутации. Различные токи проводников трансформировались в итоге в пазовое переменное магнитное поле теперь и в зоне коммутации, дополнительно к

аналогичному полю под главными полюсами, свойственному и ХХ, и РН.

Проведенные на ЭВМ расчеты дали значительный объем информации, часть которой представлена в табл. 2—5 и на рис. 4—7.

На рис. 4 показаны временные функции плотности ВТ  $j(t)$  для точек *n*, *s*, *z* в сечениях проводников, полученные в режиме ХХ и РН для упомянутых двух вариантов выполнения секций — эти варианты заполнения паза показаны и обозначены *a* и *b*. Принадлежность кривых  $j(t)$  к конкретным вариантам расчета и точкам отображена в под- и надстрочных индексах. Очевидна достаточно жесткая привязка функций  $j(t)$  к структуре магнитной системы статора МПТ (она частично пока-

Таблица 2

**Сравнение ДПМ в режимах ХХ и нагрузки для различных вариантов представления секции ОЯ**

Номера проводников и часть секции	Потери мощности на паз, Вт						
	Холостой ход			Режим нагрузки			
	Варианты расчета — представления секции						
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>
1	3,59	3,27	2,97	7,94	7,41	6,55	7,43
2	3,54	3,22	2,92	7,97	7,44	6,59	7,67
Пазовая часть	3	3,55	3,24	2,96	8,02	7,51	6,67
4	42,60	26,95	17,6	72,61	44,19	28,1	44,86
5	39,97	25,34	16,9	70,57	43,12	26,8	43,59
6	38,62	25,52	16,6	68,84	42,07	26,9	42,25
$\Sigma P_n$	131,9	86,5	60,0	236,0	151,7	101,6	153,3
Лобовая часть	4	—	7,52	—	—	13,0	—
5	—	7,10	—	—	—	12,6	—
6	—	6,79	—	—	—	12,2	—
$\Sigma P_l$	—	21,4	—	—	—	37,8	—
Всего	$\Sigma P$	131,9	107,9	60,0	236,0	189,5	101,6
							191,3

Таблица 3

**Действующие значения контурного тока в лобовой части верхних полусекций**

Проводник	Ток, А	
	Режим ХХ	РН
4	79,1	104,2
5	76,9	102,5
6	75,2	100,7

Таблица 4

Таблица 5

Распределение ДПМ по частям подразделенных проводников в пазовой части

Место определения		Дополнительные потери мощности, Вт	
Проводник	Его часть	Режим ХХ	РН
4	Низ	9,5	16,8
	Верх	17,4	27,4
5	Низ	9,1	16,5
	Верх	16,2	26,7
6	Низ	8,8	16,1
	Верх	15,7	26,0

зана на рис. 4), а в РН — еще и к зоне коммутации  $\varphi_{з.к.}$ . Ось времени  $t$  одновременно можно рассматривать и как угловую ось  $\varphi$ . Их протяженность дана в пределах  $\tau$  или, что то же самое, в пределах половины периода  $T$  временных функций. Сопоставление различных кривых позволяет выявить их особенности в зависимости от расчет-

Односторонние мгновенные значения тока в проводниках, А

Номер проводника	Расчетный режим и вариант представления секции			
	ХХ- <i>b</i>	РН- <i>a</i>	РН- <i>b</i>	РН- <i>b</i>
	Момент времени			
	$t_2$	$t_2$	$t_2$	$t_1$
1	112	135	126	131
2	114	139	129	131
3	116	147	137	132
4	318	428	329	251
5	300	411	316	252
6	284	400	306	255

ного варианта. В частности — возрастание ВТ под одним краем полюса и уменьшение под другим при переходе от режима ХХ к РН, значительные ВТ в зоне коммутации.

В табл. 2 сведены ДПМ для отдельных проводников (их нумерация 1–6 соответствует рис. 2) и в сумме на паз. Варианты расчета *a* и *b* указаны уже на рис. 4 и их сравнение выявляет эффективность подразделения верхней полусекции с точки зрения снижения ДПМ. Еще один вариант с соответ-

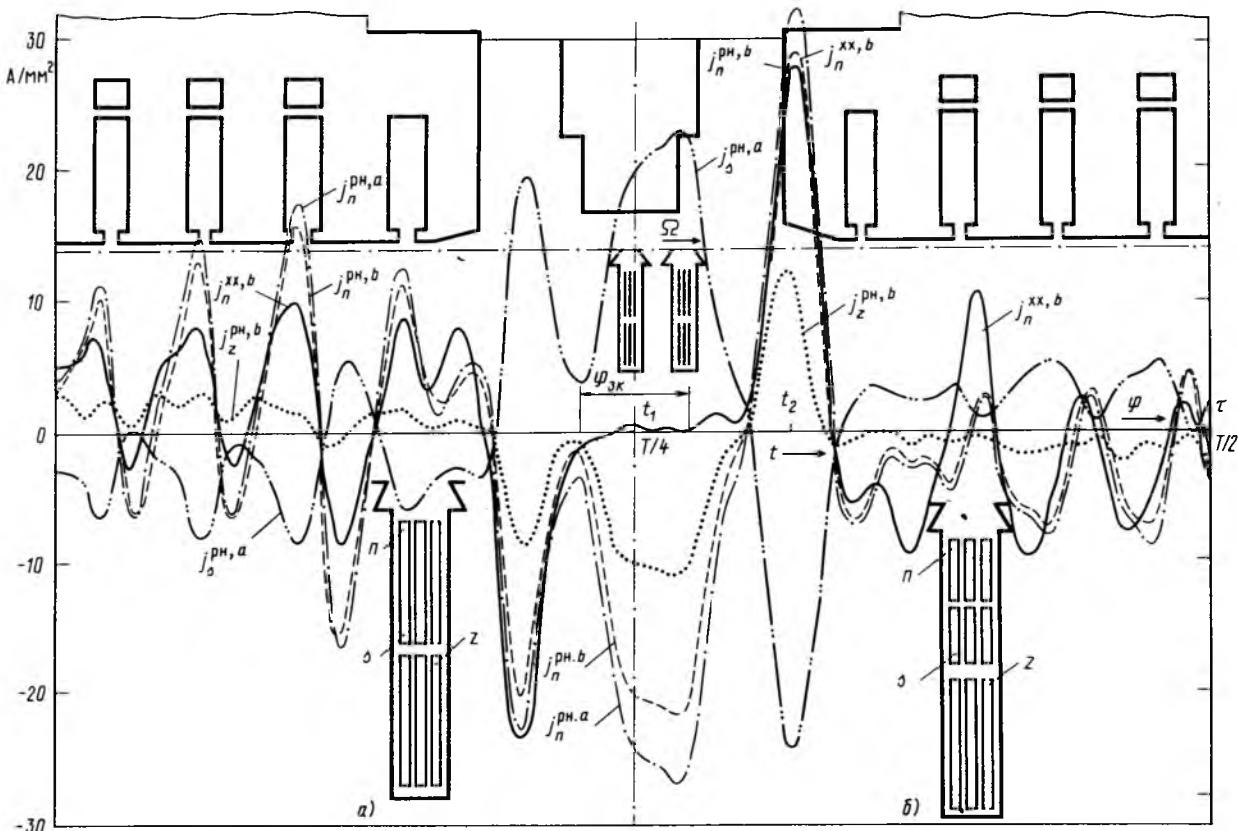


Рис. 4. Временные функции плотности ВТ в отдельных точках проводников в пазовой части

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

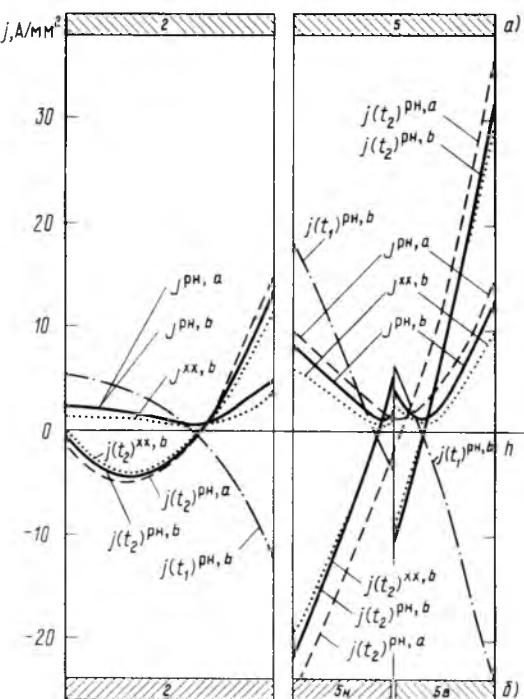


Рис. 5. Распределение действующих  $J$  и мгновенных  $j(t)$  значений плотности ВТ по высоте проводников в их пазовой части

ствует заполнению паза по варианту  $b$ , но отличается тем, что в секции условно срезаны ЛЧ. Этим искусственно разрывается в схеме рис. 3 ветвь, по которой ранее могли замыкаться контурные токи  $i_l$  (они же  $i_{l,k}$ ), перетекающие из одной половинки пазовой части проводника в другую. Сравнение последних двух вариантов позволяет выделить роль контурных токов в создании ДПМ. Для основного варианта секции —  $b$  в табл. 3 даны еще интегральные оценки токов в ЛЧ проводников 4–6 — здесь представлены действующие значения контурных токов. При необходимости можно вы-

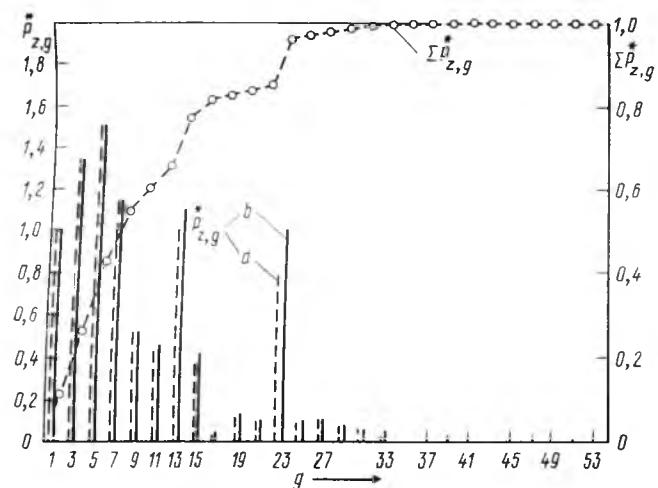


Рис. 6. Спектральный состав ДПМ в пазовой части ОЯ в режиме нагрузки и наращивание потерь по гармоникам: а – при выполнении секции сплошной; б – при подразделении верхней полусекции

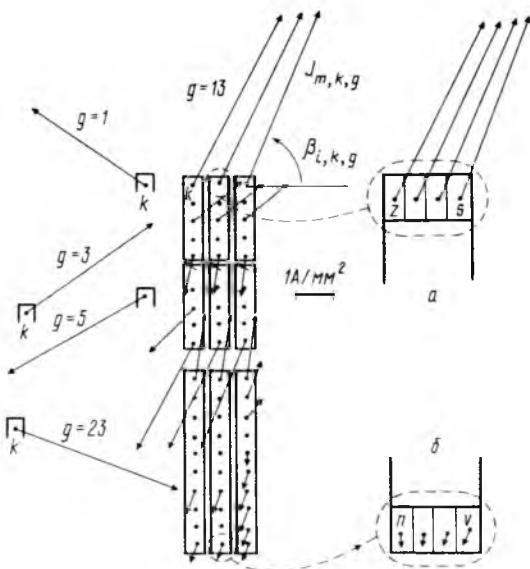


Рис. 7. Векторная диаграмма плотности ВТ в РН для случая подразделенной полусекции: для всего паза для гармоники  $g = 13$ , а также для одного элемента  $k$  в сечении проводника — еще и для других наиболее весомых гармоник

числить и плотности тока с учетом размеров проводников, которые даны на рис. 2.

Из табл. 2 очевидно также, что в ПЧ основная доля ДПМ возникает в проводниках верхнего слоя; при их подразделении — в верхних половинках, что подтверждается данными табл. 4. Все это естественно, так как чем ближе к выходу в зазор, тем интенсивнее влияние дискретной структуры башмаков главных полюсов, что уже было показано в [2] на примере распределения переменного магнитного поля в пазах якоря.

В режиме ХХ ДПМ — это практически все, что выделяется в ОЯ. В РН ДПМ накладываются на основные потери от тока якоря  $I_a$

$$P_a = R_a I_a^2, \quad (15)$$

где  $R_a$  — сопротивление ОЯ.

Известно [5], что действующее значение тока можно выразить через гармонические составляющие и, например, для нити  $k$  записать

$$I_k^2 = \Delta I_{k,a}^2 + \sum_{g=1,3,5} I_{k,g}^2,$$

где  $\Delta I_{k,a}$  — постоянная составляющая, являющаяся долей  $I_a$ , приходящейся на нить  $k$ ;  $I_{k,g}$  — действующие значения ВТ по отдельным гармоникам.

Так же, как и квадраты действующих значений токов, можно сложить и возникающие потери мощности: основные (15) и дополнительные от ВТ.

Поэтому отдельное рассмотрение ДПМ в табл. 2 и 4 для РН допустимо, и в случае необходимости они могут быть сложены с  $P_a$ .

На рис. 5 показано распределение ВТ по высоте  $h$  паза на примере двух проводников: 2 – из нижнего и 5 – из верхнего слоев. Обозначение  $J$  – действующее значение плотности ВТ:  $j(t)$  – мгновенные значения в указанные на рис. 4 моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ . Индексы  $a$  и  $b$  отмечают упомянутые варианты секции, ХХ и РН – расчетный режим. Дополнительно в табл. 5 приведены мгновенные значения однонаправленного тока в ПЧ проводников (суммируются токи всех нитей, имеющие одинаковый знак: "+" или "-" – результат одинаков). Для сравнения можно отметить, что постоянное значение тока ОЯ на параллельную ветвь составляет 290 А при номинальной нагрузке, плотность этого тока: 4,74 и 5,01 А/мм<sup>2</sup> в проводниках нижнего и верхнего слоев (различие из-за отличающихся сечений, что ясно из рис. 2).

На рис. 6 изображены диаграммы  $\hat{P}_{z,a}$  гармонического состава ДНМ в РН для двух упомянутых вариантов секции –  $a$  и  $b$ , причем значения взяты по отношению к ДПМ на первой гармонике, которые соответственно по двум этим вариантам составляют для ПЧ ОЯ на один паз 27,6 и 16,5 Вт. Кроме того, для варианта  $b$  дан график наращивания ДПМ по гармоникам –  $\Sigma \hat{P}_{z,g}^*$  (здесь за единицу приняты суммарные ДПМ от всех 53 гармоник). Ясно, что роль первой гармоники далеко не первая, выделяющиеся роли отдельных гармоник связаны с сочетанием периодичности полюсов и зубцов в полюсных башмаках. Следующие за гармоникой 23 остальные члены ряда дают незначительный прирост – менее 5 % ДПМ. Для режима ХХ гармонический состав ДПМ несколько отличен – там преобладает гармоника 13, что можно узнать из [1].

Пример распределения плотности ВТ в РН по проводникам паза для отдельной гармоники 13 дан на рис. 7 в виде векторной диаграммы, построенной по известным правилам [5]: длина вектора в масштабе соответствует амплитуде, а направление – начальной фазе. Для конкретной точки  $k$  векторы показаны и для некоторых наиболее весомых гармоник.

Чтобы получить ДПМ на всю МПТ, достаточно данные одного паза из табл. 1 умножить на число пазов, составляющее для рассматриваемой машины 385. Так, в режиме ХХ для варианта с подразделенной секцией получается 41,6 кВт, а при номинальной нагрузке – 73,0 кВт. Последнее значение – это около 1 % номинальной мощности машины в двигательном режиме ( $P_{\text{ном}} =$

$= 7100$  кВт). Такое значение ДПМ является сравнительно большим, ведь известно, что, не получая достоверных результатов по инженерным

методикам, значение ДПМ принимают равным 0,5 %  $P_{\text{ном}}$ . Для сравнения расчетные основные

потери мощности в ОЯ по формуле (15) для рассматриваемой МПТ составляют 158 кВт. К сожалению, экспериментально подтвердить рассчитанные здесь ДПМ не представляется возможным, так как их выделение из общего объема потерь практически неосуществимо, а постановка специальных экспериментов была бы неоправданно дорогой ввиду высокой стоимости крупных МПТ (известные методы требуют дорогостоящих экспериментов на различных этапах изготовления машины).

Модель, представленная на рис. 2,  $a$ , в принципе характеризуется достаточно грубым дроблением проводников на элементы-нити. Здесь нет подразделения проводников по ширине, и поэтому (если перейти от терминов цепнополевого подхода к обычным полевым) нет возможности проявления радиальной (для паза она продольная) составляющей магнитного поля. Практическая оценка ее роли была проведена в [1], а здесь еще выполнен контрольный расчет на модели, показанной на рис. 2,  $b$ , где отдельные проводники имеют более детальное представление, а в целом на паз приходится 138 нитей.

Результаты, полученные для РН, представлены в табл. 2 и обозначены как вариант  $d$ ; он полностью сопоставим с рассмотренным вариантом  $b$ , но отличается от него только степенью дискретизации проводников (рис. 2). Сравнение вариантов  $b$  и  $d$  в табл. 2 по отдельным проводникам выявляет некоторое уточнение ДПМ, но не столь радикальное, что и объясняется сравнительно слабым влиянием радиальной составляющей поля при использовании узких проводников. Дополнительно на рис. 7 для локальных частей  $a$  и  $b$  отдельных проводников показано распределение векторов плотности ВТ по их ширине. Очевидно, что фазовые и абсолютные изменения имеются, но не радиальные.

Кроме варианта секции, представленного на рис. 1, оценка ВТ и ДПМ сделана для варианта с ее подразделением в сечении пополам на всей длине – этот вариант показан на рис. 8. Составляющие проводники соединены друг с другом только в местах припайки к коллектору. Этот вариант должен быть представлен более сложной схемой замещения, в которой необходимо одновременно рассматривать верхние и нижние полусекции, расположенные в различных пазах, синхронизируя параметры возбуждающего магнитного поля с учетом конкретного шага каждой секции. Такая задача принципиально может быть разрешена, но на данном этапе ограничимся упрощенным подходом.

А именно, рассмотрим только три секции, считая сначала, что активны только верхние полусекции (т. е. возбуждающее поле воздействует

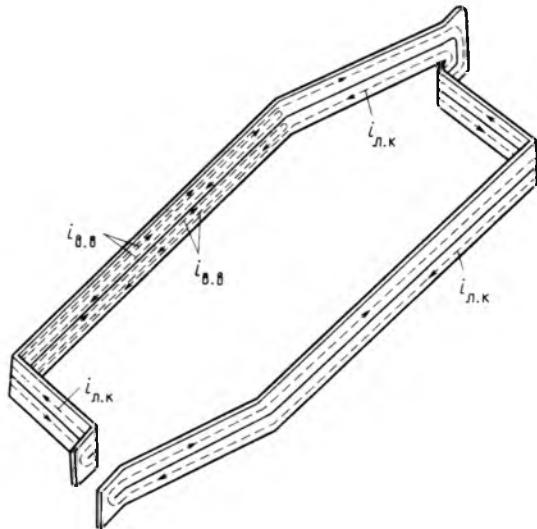


Рис. 8. Вариант секции обмотки якоря, подразделенной в сечении пополам на всей ее длине

только на их пазовые части), а затем активны только нижние полусекции. В каждом случае параметры остающихся пассивных частей секций включаются в схеме рис. 3 в ветви, соответствующие лобовым частям. Результаты проведенных таким образом расчетов представлены в табл. 6.

Таблица 6

Дополнительные потери мощности в пазу якоря для варианта с полностью подразделенной секцией ОЯ

Части секций, для которых даются ДПМ	Слой ОЯ с активными проводниками и режим			
	ХХ		РН	
	Нижний	Верхний	Нижний	Верхний
Пазовая активного слоя	4,5	50,8	9,0	83,0
Пассивная часть секции	1,0	17,0	2,8	30,8
Сумма на всю секцию	5,5	67,8	11,8	113,8
Условное наложение ДПМ	73,3		125,6	

Суммирование ДПМ, полученных указанными поочередными расчетами, в известной степени условно, хотя в данном случае, при относительно

малой роли нижних полусекций, можно надеяться на реалистичную оценку представленных в нижней строке табл. 6 данных суммирования. В итоге можно отметить, что при переходе от конструкции секции по рис. 1 к конструкции по рис. 8 можно снизить ДПМ примерно в 1,5 раза.

## Выводы

1. В условиях рассмотренного типичного заполнения паза крупной МПТ процесс возбуждения ВТ и выделения ДПМ наиболее интенсивен в его верхней части. Подразделение верхней полусекции в сечении пополам приводит к уменьшению ДПМ примерно в 1,2 раза. Если секцию подразделить так по всей ее длине, то можно добиться еще 1,5-кратного уменьшения.

2. Дополнительные потери мощности от ВТ в режиме нагрузки по сравнению с режимом ХХ увеличиваются в 1,7 раза.

3. В основном рассмотренном варианте — при подразделении только верхней полусекции роль контурных токов, замыкающихся через лобовые части проводников, весьма существенна. При их учете расчетные ДПМ возрастают в 1,8 раза. Действующие значения контурных токов достигают 30 % основного тока секции; мгновенные значения могут выходить на его уровень.

## Список литературы

- Мильх В. И. Цепнopolевой метод решения задачи вихревых токов в обмотке якоря машины постоянного тока // Электротехника. 1993. № 1.
- Мильх В. И. Электродинамические условия в пазах якоря машины постоянного тока // Электротехника. 1992. № 10–11.
- Мильх В. И. Индуктивные параметры проводников обмотки якоря машины постоянного тока // Электротехника. 1992. № 12.
- ГОСТ 1497-77. Электротехника. Буквенные обозначения основных величин, измененная редакция.
- Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1973.
- Пирнупп А. А. Программирование на современных алгоритмических языках. М.: Наука, 1990.
- Математическое обеспечение ЕС ЭВМ. Библиотека программ по численным методам на языке ПЛ/1 / В. О. Круглов, К. В. Маслов, А. А. Моторная, В. И. Хатунцев. Харьков: ФТИНТ АН УССР, 1984.
- Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд.-ние, 1986.

Поступила 27.04.92

# ЭЛЕКТРОПРИВОД

УДК 62-83:62-5.015.3

## СИНТЕЗ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ С ПОМОЩЬЮ АППАРАТА СЕТЕЙ ПЕТРИ

О. Н. СИНЧУК, доктор техн. наук,  
И. А. ЛУЦЕНКО, Э. С. ГУЗОВ,  
кандидаты техн. наук

В теории и практике создания импульсных систем управления электроприводами пока ожидает ответа вопрос оценки причин и разработки стратегии борьбы со срывами коммутации [1, 2] тиристорных прерывателей (ИТП).

Это явление в той или иной степени свойственно практически любым типам электроприводов, но особенно характерно для тех их видов, в которых отсутствует постоянный контакт с питающей сетью (тяговый электропривод) или имеют место резкие колебания напряжения. Поэтому без решения данной проблемы преждевременно говорить о наличии комплексного подхода к решению задачи синтеза импульсных систем управления электроприводами.

Известно [1, 2], что вероятностные характеристики электромагнитных процессов в электроприводе с ИТП при возникновении неблагоприятных ситуаций, предшествующих срыву коммутации, изменяются. Это приводит к необходимости рассматривать их как нестационарные случайные процессы. Анализ возможных математических аппаратных методов оценки этих процессов позволил авторам остановиться на теории маркованных сетей Петри (СП).

При проектировании и анализе систем возможно несколько путей практического применения СП [3]. В частности, в одном из подходов СП рассматриваются как вспомогательный инструмент анализа. При этом для построения системы используются общепринятые методы проектирования. Затем построенная система моделируется СП, и модель анализируется. Любые трудности, встречающиеся при анализе, указывают на изъяны в проекте. Для их исправления необходимо модифицировать проект. Этот цикл повторяется до тех пор, пока проводимый анализ не приводит к успеху. Этот вариант обладает затяжным процессом анализа.

Возможен и другой, более радикальный подход, в котором весь процесс проектирования и

определения характеристик проводится в терминах СП.

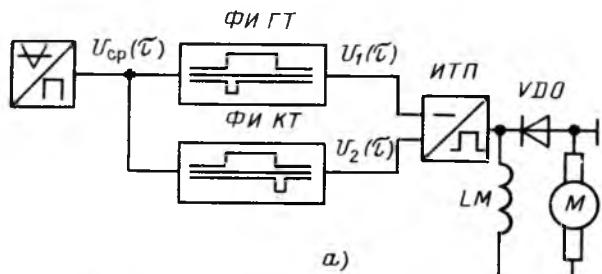
В работе предложен модифицированный вариант второго подхода, подразумевающий использование аппарата СП на всех этапах исследования и разработки систем электропривода, позволяющий не только формализовать процесс синтеза эффективных способов системы управления, но и построить архитектуру их аппаратной реализации.

Представление исследуемой системы в виде модели СП, ее преобразование, исследование и обратное преобразование СП в реальную рабочую систему с требуемыми свойствами осуществляются в несколько этапов: постановка задачи исследования; выбор базовой модели исследуемого электропривода; выбор границ полного цикла; разбиение переходных процессов в пределах полного цикла на этапы, начало и конец которых отражают характерные моменты в работе электропривода; представление базовой модели электропривода в виде базовой СП; исследование полученной модели методами СП; построение модели исследуемого объекта в виде СП с учетом ее отклика на возникновение неблагоприятных ситуаций и ее анализ; анализ операций, необходимых для ликвидации возможных последствий неблагоприятной ситуации, и построение уточненной модели; исследование уточненной модели методами СП; разработка способа управления электроприводом и его аппаратной реализации на основании уточненной модели СП.

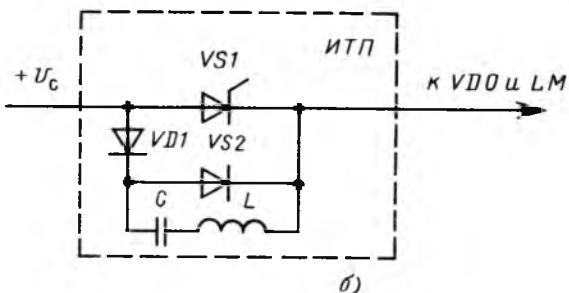
Последние три этапа повторяются в цикле до момента создания проекта СП, свободного от ошибок.

С учетом поставленной задачи предложен подход к выбору базовой модели тягового электропривода. Под базовой моделью понималась структура электропривода, способная эффективно функционировать в условиях отсутствия внешних возмущающих воздействий, которые могут привести к возникновению неблагоприятной ситуации. В качестве исходной принята классическая система управления (СУ) (рис. 1, а), реализующая широтно-импульсный способ регулирования, на принципе сравнения опорного напряжения задания  $[U_3(\tau)]$  и напряжения треугольной формы  $[U_t(\tau)]$ . Полученное в результате сравнения напряжение  $U_{cp}(\tau)$  используется в качестве исходного для формирования импульсов управления  $U_1(\tau)$ ,  $U_2(\tau)$  тиристорами ИТП. В качестве органа регулирования (рис. 1, б), выбранного, например, по результатам структурной оптимизации [4], принят ИТП с дозарядом коммутирующего конденсатора (КК) в функции коммутирующего тока нагрузки  $i_n$ , как структура, удовлетворяющая совокупности исходных данных, в качестве объекта регулирования — двигатель постоянного тока.

Представлению электропривода с ИТП матема-



*a)*



*b)*

Рис. 1. Структурная схема электропривода постоянного тока при импульсном регулировании (*a*) и анализируемая схема двухоперационного тиристорного прерывателя (*b*)

тической моделью в виде маркированной СП предшествует разбиение переходных процессов в пределах полного цикла  $T_{ц}$  на этапы  $\mathcal{E}_i$ , начало и конец которых отражают характерные моменты в работе электропривода (рис. 2). Полный цикл  $T_{ц}$  определим как время между моментами начала формирования управляемых импульсов (УИ) главного тиристора (ГТ)  $VS1$ .

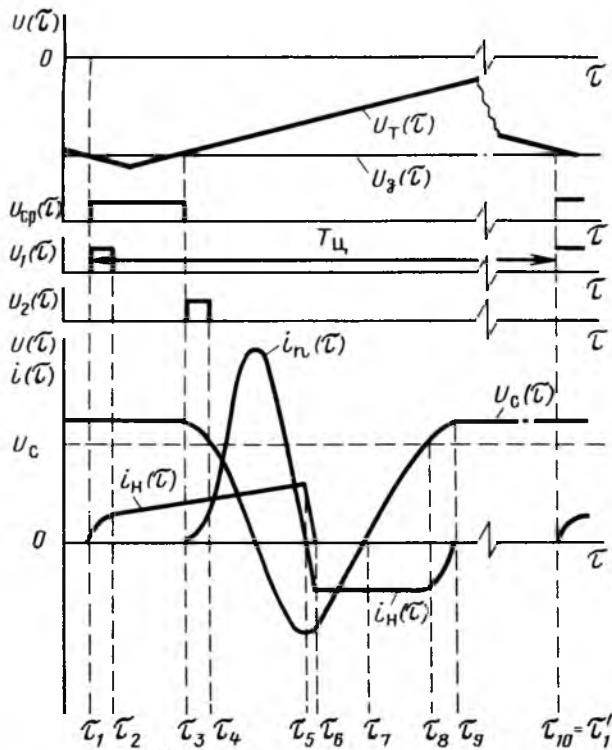


Рис. 2. Временные диаграммы токов и напряжений в электроприводе на базе двухоперационного тиристорного прерывателя

Началу цикла работы электропривода соответствует момент времени  $t_1$ , когда напряжение задания начинает превышать напряжение треугольной формы и СУ формирует УИ ГТ.

Полученная структура базовой СП представлена на рис. 3. Под базовой понималась структура СП, моделирующая базовую модель электропривода. Установим соответствие моментов времени  $\tau_i$  с переходами  $t_j$  и этапов  $\mathcal{E}_i$  с позициями  $P_i$ :

$t_1$  — сформулирован УИ  $U_1(\tau)$  и начался процесс отпирания ГТ  $VS1$ ,  $t_1 \Leftrightarrow \tau_1$ ;

$P_1$  — идет процесс отпирания ГТ,  $P_1 \Leftrightarrow \mathcal{E}_1$ ,  $\mathcal{E}_1 \in [t_1; t_2]$ ;

$t_2$  — ГТ открыт,  $t_2 \Leftrightarrow \tau_2$ ;  $P_2$  — идет процесс нарастания тока нагрузки,  $P_2 \Leftrightarrow \mathcal{E}_2$ ,  $\mathcal{E}_2 \in [t_2; t_5]$ ;  $P_3$  в  $U_3(\tau)$  превышает  $U_1(\tau)$ ;  $P_3 \Leftrightarrow \mathcal{E}_3$ ,  $\mathcal{E}_3 \in [t_1; t_3]$ ;

$t_3$  — сформирован УИ  $U_2(\tau)$  и начался процесс отпирания коммутирующего тиристора (КТ)  $VS2$ ,  $t_3 \Leftrightarrow \tau_3$ ;  $P_4$  — идет процесс отпирания КТ,  $P_4 \Leftrightarrow \mathcal{E}_4$ ,  $\mathcal{E}_4 \in [t_3; t_4]$ ;

$t_4$  — КТ открыт,  $t_4 \Leftrightarrow \tau_4$ ;  $P_5$  — идет процесс перезаряда коммутирующего конденсатора (КК)  $C_k$ ,  $P_5 \Leftrightarrow \mathcal{E}_5$ ,  $\mathcal{E}_5 \in [t_4; t_5]$ ;  $P_6$  —  $U_1(\tau) > U_3(\tau)$ ,  $P_6 \Leftrightarrow \mathcal{E}_6$ ;

$t_5$  — начался процесс коммутации тока нагрузки,  $t_5 \Leftrightarrow \tau_5$ ;

$P_7$  — идет процесс коммутации тока нагрузки  $i(\tau)$ ,  $P_7 \Leftrightarrow \mathcal{E}_7$ ,  $\mathcal{E}_7 \in [t_5; t_6]$ ;

$t_6$  — окончился процесс коммутации тока нагрузки,  $t_6 \Leftrightarrow \tau_6$ ;  $P_8$  — идет процесс заряда КК

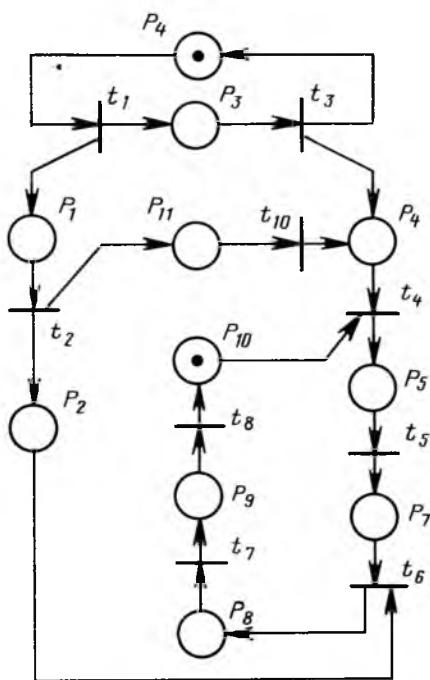


Рис. 3. Модель электропривода на базе двухоперационного тиристорного прерывателя в виде маркированной сети Петри

током нагрузки до нулевого уровня напряжения,  $P_8 \leftrightarrow \mathcal{E}_8$ ,  $\mathcal{E}_8 \in [\tau_6; \tau_7]$ ;

$t_7$  — окончился процесс заряда КК до нулевого уровня напряжения;  $t_7 \leftrightarrow \tau_7$ ;  $P_9$  — идет процесс заряда КК до уровня питающего напряжения,  $P_9 \leftrightarrow \mathcal{E}_9$ ,  $\mathcal{E}_9 \in [\tau_7; \tau_8]$ ;

$t_8$  — КК заряжен до напряжения питания,  $t_8 \leftrightarrow \tau_8$ ;  $P_{10}$  — идет процесс дозаряда КК;  $P_{10} \leftrightarrow \mathcal{E}_{10}$ ,  $\mathcal{E}_{10} \in [\tau_8; \tau_9]$ .

Моменты времени  $\tau_i'$  соответствуют следующему циклу работы электропривода  $T_{\text{ц}}'$ , а их индексы соответствуют индексам моментов времени  $\tau_i$  рассматриваемого цикла  $T_{\text{ц}}$ .

При составлении модели были приняты следующие допущения:

нарастание тока  $i_h$  в нагрузке начинается с момента полного отпирания ГТ  $VS1$ ;

процесс перезаряда КК начинается с момента полного отпирания КТ  $VS2$ ;

процесс коммутации тока нагрузки начинается с момента начала обратного перезаряда КК;

заряд КК током нагрузки начинается с момента окончания коммутации последнего;

КК заряжается до напряжения, соответствующего его коммутационной способности в пределах этапа  $\mathcal{E}_{11} \in [\tau_7; \tau_8]$ .

Построение дерева СП [3] и его исследование показали, что базовая СП является безопасной и ограниченной.

Дальнейшие преобразования СП проводились на конкретном примере. Для этого рассмотрим эффективность известного способа защиты от срыва коммутации ИТП рудничного электровоза (РЭ) при превышении током нагрузки значения, предельного по коммутационной способности для ИТП [1].

Согласно формуле изобретения [2] предлагается способ защиты статических преобразователей с искусственной коммутацией от перегрузок, при котором контролируют ток нагрузки ИТП и напряжение на коммутирующем конденсаторе, сравнивают их, при определенном соотношении этих величин формируют сигнал защиты, дифференцируют его и полученный после дифференцирования внеочередной импульс коммутирующего тиристора подают в узел искусственной коммутации.

Для моделирования этих операций введены: позиция  $P_{11}$  — идет процесс сравнения тока нагрузки со значением, предельным по коммутационной способности для ИТП; переход  $t_{10}$  — начался

процесс формирования внеочередного УИ КТ.

Анализ СП показывает, что эффективное функционирование электропривода после аппаратной реализации известного способа защиты возможно лишь в случае существенного завышения коммутационной способности ИТП по отношению к расчетному значению. Это является следствием того, что с момента начала формирования внеочередного УИ КТ и до момента коммутации тока нагрузки последний в течение интервала времени  $\tau_{\text{зад}} = \tau_5 - \tau_3$  (позиции  $P_4$ ,  $P_5$ ,  $P_7$ ) продолжает нарастать. Значение тока зависит от ряда факторов: уровня питающего напряжения, частоты вращения вала ТД, его нагрузки, параметров контура коммутации ИТП и т. д.

На основании результатов анализа был разработан модифицированный вариант СП.

Функцию позиции  $P_{11}$  в этом случае можно интерпретировать следующим образом: идет процесс вычисления значения тока нагрузки, который будет в момент его коммутации, если в данный момент времени произвести формирование внеочередного УИ КТ.

Разработанный на основании анализа модифицированного варианта СП способ защиты ИТП [5] позволяет существенно уменьшить габаритные показатели и стоимость контура искусственной коммутации, а также строго обосновать выбор его параметров. Предложенный в работе подход можно использовать для синтеза любых систем автоматического управления.

#### Список литературы

1. А. с. 725141 СССР. Способ защиты статических преобразователей с искусственной коммутацией от перегрузок / М. С. Друккер, Ю. С. Ремха, Ю. М. Лавриненко, Н. И. Джура // Открытия. Изобретения. 1980. № 12.
2. А. с. 920947 СССР. Способ защиты тиристорного преобразователя / Б. Ю. Левитский, А. П. Зеленченко, О. К. Чандер и др. // Открытия. Изобретения. 1982. № 14.
3. Питерсон Д. Теория сетей Петри и моделирование систем. М.: Мир, 1984.
4. Синчук О. Н., Мицкая Н. Д., Луценко И. А. Выбор структуры тиристорного импульсного прерывателя // Техническая электродинамика. 1989. № 2.
5. А. с. 148001 СССР. Способ защиты от перегрузки статического преобразователя / О. Н. Синчук, Э. С. Гузов, И. А. Луценко, Е. В. Афанасьев // Открытия. Изобретения. 1989. № 18.

Поступила 21.11.91

# АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ

А. М. ОЛЕЙНИКОВ, доктор техн. наук,  
С. Б. СМИРНОВ, канд. техн. наук,  
А. Б. САФРОНОВ, инж.

Характерной тенденцией современного развития автоматизированного электропривода является переход от систем регулируемого электропривода на базе двигателей постоянного тока к системам переменного тока на базе асинхронных двигателей (АД) с использованием силовых полупроводниковых преобразователей. При этом одним из наиболее эффективных направлений развития асинхронных регулируемых электроприводов является создание надежных и экономичных преобразователей и асинхронных двигателей, специально предназначенных для параметрического управления.

Известно, однако, что при управлении со стороны статора, когда регулируется амплитуда переменного напряжения при неизменной частоте питающей сети, применение асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АДКР) сопровождается ухудшением технико-экономических показателей электропривода в целом. Использование же в таком приводе асинхронного двигателя с распределенными вторичными параметрами (с массивным ферромагнитным ротором и различными его модификациями — с пазами, с кольцевыми проточками, с торцевыми короткозамыкающими кольцами, с обычным короткозамкнутым ротором с экранированием короткозамыкающих колец, с массивной ферромагнитной гильзой или с двухпакетной конструкцией ротора с многослойным или двухслойным ротором) позволяет существенно улучшить энергетические показатели, расширить диапазон регулирования.

Эффективность замены короткозамкнутого ротора на ротор специальной конструкции оценивается коэффициентом использования габаритной мощности  $K_P$ , который для АД с массивным ферромагнитным ротором составляет  $K_P = 0,4 \div 0,5$ ; для АД с различными модификациями массивного ротора (с пазами, проточками и т. д.), с экранированными короткозамыкающими кольцами в среднем  $K_P = 0,6 \div 0,7$ ; для двухпакетной конструкции ротора  $K_P = 0,7 \div 0,8$ ; для двухслойного ротора  $K_P = 0,75 \div 0,9$ . Следует, однако, отметить, что при достаточно высоком коэффициенте  $K_P$  АД с двухпакетной, так же как и вариант с зубчатой кон-

струкцией ротора, не вполне удовлетворяет требованиям, предъявляемым к вибрационным характеристикам судовых электродвигателей. Поэтому весьма перспективным как по энергетическим, так и по эксплуатационным показателям представляется использование в судовых регулируемых электроприводах с параметрическим управлением асинхронных двигателей с двухслойным ротором АДДР [2].

Существующие методики расчета АДДР применимы, в основном, для двигателей, работающих в установившемся режиме или для двигателей с тяжелыми условиями пуска. Использование этих методик для регулируемых АДДР при параметрическом управлении приводит к расхождению между расчетными и экспериментальными данными до 30–40 %.

Двигатель, предназначенный для параметрического регулирования, работает как при номинальном, так и при повышенном скольжении. Поэтому для его расчета необходимо решать задачу оптимизации электромагнитных и геометрических параметров ферромагнитной гильзы с целью получения удовлетворительных энергетических показателей как в номинальном режиме, так и при регулировании.

Исходными данными для расчета являются обмоточные данные и геометрические размеры базового двигателя с короткозамкнутым ротором и семейство статических кривых намагничивания  $B = f(H)$  с набором возможных значений удельных сопротивлений  $\rho$  литых или порошковых композиционных материалов гильзы ротора. Заданной является также предельно допустимая температура перегрева обмотки статора  $\theta_{ст}$ . Мощность  $P_2$

АДДР определяется требованиями к двигателю в заданном режиме работы (например, работа АД при номинальном напряжении питания).

На первом этапе расчета произвольно задаемся воздушным зазором  $\delta$  и высотой ферромагнитной гильзы ротора  $h_r$  и для этих значений  $\delta$  и  $h_r$  определяем параметры схемы замещения и энергетические показатели АДДР. Его тепловой расчет производим с использованием упрощенной тепловой схемы для закрытого АД исполнения IP44.

Для определения оптимальных значений  $\delta$  и  $h_r$ , при которых обеспечивается максимально возможный КПД или коэффициент мощности при заданной мощности  $P_2$  и температуре перегрева обмотки статора, не превышающей допустимую, в методике использован градиентный метод, в соответствии с которым градиент целевой функции  $\cos \varphi$  (или  $\eta$ ) определяется по координатам  $h$  и  $\delta$ , последовательным перемещением в направлении наименьшего градиента до тех пор, пока  $\cos \varphi(\eta)$  не достигает наибольшего значения, при условии выполнения ограничений по допустимой температуре перегрева.

Окончание поиска оптимальных  $\delta$  и  $h$  происходит, когда движение из полученной точки во всех направлениях приводит к уменьшению значения целевой функции  $\cos \varphi(\eta)$ .

Расчет рабочих характеристик АДДР производим для выбранных значений  $h_{\text{опт}}$  и  $\delta_{\text{опт}}$ , обеспечивающих максимальные значения  $\cos \varphi$  или  $\eta$  при заданной мощности и температуре перегрева обмотки статора. При этом определенные для этих значений ток статора  $I$ , электромагнитный момент  $M_{\text{эм}}$ , скольжение  $s_1$  и индукция в роторе  $B_r$  принимаются номинальными.

В дальнейшем порядок расчета следующий:

задаемся рядом скольжений от  $s = s_{\text{nach}}$  до единицы;

для каждого значения скольжения определяем потери и мощность  $P_2$  двигателя;

определяем КПД и электромагнитный момент, кратность тока статора и момента АДДР.

Блок-схема алгоритма расчета представлена на рис. 1.

Расчет регулировочных характеристик производим для выбранных значений  $h_{\text{опт}}$  и  $\delta_{\text{опт}}$  для заданной механической характеристики нагружочного механизма. Последовательно задаемся значениями напряжения при параметрическом регулировании и определяем скольжение АДДР, ток статора, мощность  $P_2$ , потери, КПД,  $\cos \varphi$ , электромагнитный момент двигателя при регулировании.

Практическая реализация методики ориентирована на использование персональных ЭВМ типа IBM PC AT и совместимых с ними. Язык программирования Turbo – Basic.

На рис. 2 сравниваются расчетные и экспериментальные зависимости  $\eta$ ,  $\cos \varphi$  и  $s = f(P_2)$  АДДР малой мощности ( $n_1 = 1500$  об/мин). Как видно, они имеют хорошую сходимость.

Отметим, что при замене короткозамкнутого ротора двухслойным и неизменном характере нагрузки двигателя, АД с неизмененными обмоточными данными обеспечивает 85 % номинальной нагрузки, что обусловлено допустимой температурой перегрева в номинальном режиме.

Исследование АД с различными конструкциями роторов, проведенное для механизма с вентиляторной нагрузкой при регулировании в диапазоне  $D = 2:1$ , показывает значительные преимущества АДДР по сравнению с двигателем с короткозамкнутым ротором (табл. 1).

В частности, ток статора АДДР значительно увеличивается и оказывается в 2,2 раза выше номинального при скольжении  $s = 0,33$  и в 1,5 раза выше при  $s = 0,5$ . В АДДР изменение тока статора не столь существенно: при скольжении  $s = 0,33$  он увеличивается только в 1,2 раза, а при  $s = 0,5$  даже уменьшается до значения 0,9 от тока в номинальном режиме (рис. 3). Потери в АДДР

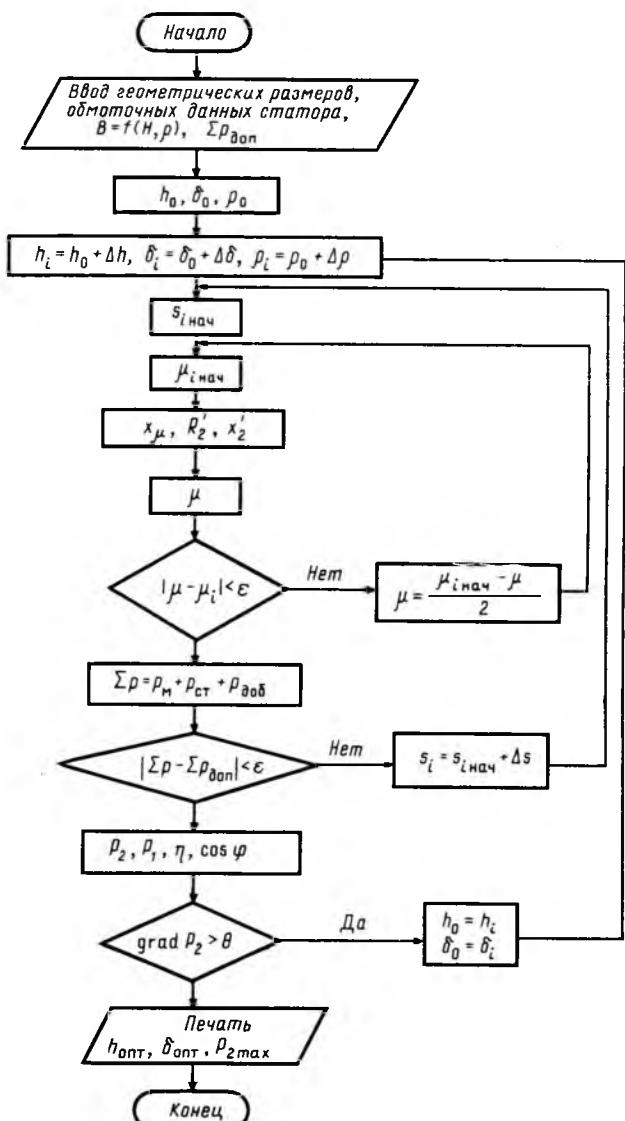


Рис.1. Блок-схема алгоритма оптимизационного расчета асинхронного двигателя с двухслойными роторами

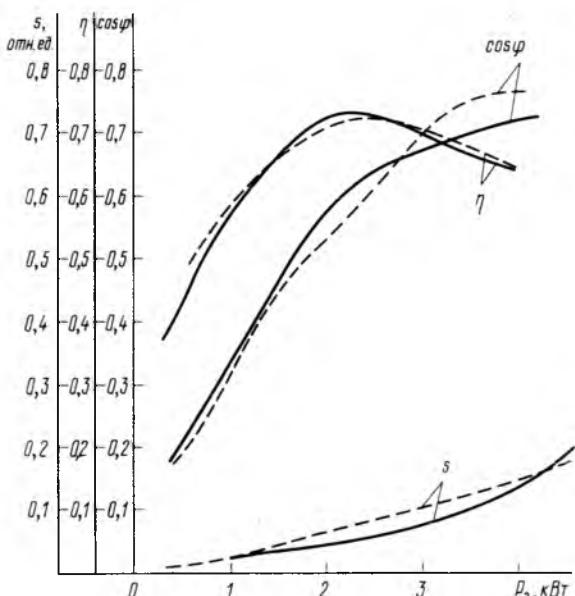


Рис. 2. Рабочие характеристики АД 2ДМШ1122МА4 с двухслойными роторами: — эксперимент; — расчет

Таблица 1

Результаты экспериментальных исследований АД малой мощности 2ДМШ112МА4 с двухслойным и короткозамкнутым ротором при параметрическом регулировании

<i>U, В</i>	АДДР	220	152	115	81	65
	АДКР	220	150	115	90	75
<i>M, Н·м</i>	АДДР АДКР	16 13	13 115	9 90	5,3 75	4
<i>P<sub>2</sub>, Вт</i>	АДДР АДКР	2380 2420	1640	940	450	302
<i>n<sub>2</sub>, об/мин</i>	АДДР АДКР	1420 1450	1200	990	810	710
<i>s, %</i>	АДДР АДКР	5,3 3,3	20	33	46	53
КПД, %	АДДР АДКР	0,71 0,81	0,55 0,53	0,42 0,27	0,35 0,26	0,33 0,24
<i>cos φ</i>	АДДР АДКР	0,63 0,76	0,79 0,68	0,77 0,67	0,75 0,61	0,74 0,6
<i>I<sub>1</sub>, А</i>	АДДР АДКР	7,0 6,0	8,1 10,1	8,5 13	7,1 10,4	6,4 9,5
<i>P<sub>1</sub>, Вт</i>	АДДР АДКР	3320 3000	3000 3050	2270 3500	1300 1700	925 1280
<i>ΣΔp</i>	АДДР АДКР	940 580	1360 1410	1330 2560	850 1250	623 978

изменяются пропорционально квадрату тока: при скольжении *s* = 0,33 они увеличиваются в 4,5 раза, при *s* = 0,5 в 1,75 по сравнению с потерями в номинальном режиме. В АДДР при скольжении *s* = 0,33 эти потери увеличиваются в 1,5 раза, а при *s* = 0,5 закономерно уменьшаются в среднем в 1,5 раза от номинального режима.

Важнейшим критерием, определяющим возмож-

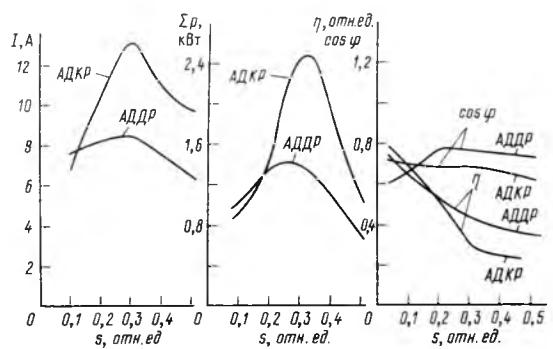


Рис. 3. Зависимости характеристик двигателей от скольжения

Таблица 2

Температура нагрева обмоток АД 2ДМШ112МА4 при параметрическом регулировании частоты вращения

<i>M, Н·м</i>	Тип ротора	4	9	16
		0,53	0,33	0,053
<i>s, о. е.</i>	АДДР	0,53	0,33	0,033
	АДКР	110	120	60
<i>T, °C</i>	АДДР	50	80	70
	АДКР	110	120	60

ность работы двигателя при больших скольжениях и уровень допустимой нагрузки, является температура нагрева обмоток. По этому параметру преимущества АДДР очевидны (табл. 2). Исходя из допустимого перегрева обмотки статора мощность двигателя с двухслойным ротором (при номинальном скольжении) должна быть ограничена значением (0,8–0,85) номинальной мощности исходного АД с короткозамкнутым ротором. По этому же критерию мощность короткозамкнутого двигателя при регулировании должна быть ограничена значением (0,35–0,4) номинальной.

Обратимся к вибрационным характеристикам двигателя.

Основными источниками вибрации АД при питании от синусоидального источника напряжения являются радиальные составляющие сил,

действующих на частотах  $2f_1$ ,  $6f_1$ ,  $\left[ \frac{z_2}{p} c \pm 1 \right] f_1$ , где  $f_1$  – частота питающей сети;  $z_2$  – число зубцов на роторе;  $p$  – число пар полюсов;  $c = 0, 1, 2, \dots$

Анализ спектрограмм показал, что общий уровень (ОУ) вибрации в радиальном направлении в АДДР меньше, чем в АДКР в среднем на 6 дБ, что достигается за счет уменьшения уровней вибрации на зубцовой частоте  $f_1 = (1000 \div 1200)$  Гц на 25 дБ. При регулировании напряжения в диапазоне 220–70 В, соответствующем диапазону регулирования частоты вращения  $D = 2:1$ , ОУ по сравнению с номинальным режимом уменьшился на 13 дБ, что достигается снижением амплитуды основной гармоники индукции в воздушном зазоре.

Для сравнения вибрационных показателей АДДР и АДКР при различных способах регулирования частоты вращения проведен анализ вибрационных характеристик двигателей при питании от статического преобразователя частоты (СПЧ).

Особенностью вибрационного процесса в АД в этом случае является наличие в кривой напряжения на выходе СПЧ высших временных гармоник. В номинальном режиме ( $U = 220$  В,  $f_1 = 50$  Гц) ОУ вибрации возрастает на 20 дБ для АДКР и на 11 дБ для АДДР (табл. 3).

Дискретная составляющая на частоте 600 Гц для АДКР является определяющей (90 дБ) и

Таблица 3

Уровни вибрации АД 2ДМШ112МА4 с двухслойным и короткозамкнутым роторами на характерных частотах при питании от различных источников напряжения

Источник напряжения	Тип ротора	Напряжение, В	Частота вращения, об/мин	Общий уровень, дБ	Характерные частоты		
					2f <sub>1</sub>	Зубчатая частота	Частота насыщения
Синусоидальное напряжение	АДДР	220	1480	64	58	45	40
	АДКР	220	1480	70	65	70	52
	АДДР	70	750	51	38	40	33
Статический преобразователь частоты	АДДР	220	1480	75	66	57	67
	АДКР	220	1480	90	62	66	75
	АДДР	110	750	74	64	56	52
	АДКР	110	750	77	52	77	64
	АДДР	88	750	64	50	40	40

возникает в результате совпадения собственной частоты вибрации АД и вибровозмущающей силы, обусловленной несинусоидальностью напряжения.

В АДДР из-за ослабления высших временных гармоник в воздушном зазоре АД ( $\delta_{\text{АДДР}} = 1,5 \delta_{\text{АДКР}}$ ) уровни вибрации ниже.

При регулировании частоты вращения по закону  $U/f = \text{const}$  на частоте питания  $f = 25 \text{ Гц}$  ( $U_1 = 110 \text{ В}$ ) ОУ уменьшился до 77 и 74 дБ для АДКР и АДДР соответственно. Благодаря нелинейной зависимости параметров схемы замещения АДДР от первой гармоники напряжения появляется возможность снижения ОУ в этом двигателе до 64 дБ ( $U = 88 \text{ В}$ ), но при этом общий уровень вибрации остается выше, чем при питании от регулируемого источника синусоидального напряжения (51 дБ).

Таким образом, наряду с применяемым в настоящее время частотным регулированием АД может быть рекомендовано параметрическое управление частотой вращения электропривода, которое, однако, эффективно реализуется только при использовании двигателей с мягкой механической характеристикой, например с двухслойным ферромагнитным ротором. Привлекательными в таком способе управления являются относительная простота, низкая стоимость и более высокая надежность регуляторов напряжения по сравнению с частотными, их ограниченное влияние на слабую сеть, существенно улучшенные вибрационные характеристики как двигателя, так и самого преобразователя.

Таким образом, исследования показали, что асинхронный двигатель с двухслойным ротором

обладает возможностями двигателя с фазным ротором с регулируемым активным сопротивлением.

#### Список литературы

1. Методика расчета параметров и характеристик двигателя с двухслойным ротором с применением ЭВМ / А. М. Олейников, С. Б. Смирнов, В. Ф. Аксенов, А. Б. Сафонов // Сб. рефер. депон. рукопис. Деп. в ЦСИФ. 1990. Вып. 13. Сер. Б, № 1677—В.

2. Могильников В. С., Олейников А. М., Стрельников А. Н. Асинхронные двигатели с двухслойным ротором и их применение. М.: Энергоатомиздат, 1983.

Поступила 1.10.92

## ТРАНСФОРМАТОРЫ

УДК 621.314.222.6.538.945.001.5

### ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ РЕГУЛИРОВОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ПЕРЕДВИЖНОЙ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ ИЗ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОЙ СВЕРХПРОВОДЯЩЕЙ КЕРАМИКИ

В. В. АЛЕКСАНДРОВ, канд. техн. наук,  
В. Н. ЕЛАГИН, О. Г. КОРОБОВ, инженеры,  
Л. В. ЛЕЙТЕС, доктор техн. наук,  
А. И. ЛУРЬЕ, канд. техн. наук

Всероссийский электротехнический институт (ВЭИ)

В энергосистемах, на промышленных предприятиях и в лабораториях широко используются трансформаторы с регулированием напряжения. Имеются различные средства регулирования напряжения в трансформаторах: переключатели ответвлений обмоток без нагрузки и под нагрузкой, скользящие контакты по виткам обмотки, тиристорные регуляторы, подмагничивание стали, передвижная короткозамкнутая обмотка (система Е. Норриса) и др. Регулировочные трансформаторы системы Е. Норриса [1–4] выпускают Московский электрозвод (МЭЗ) и Тольяттинский электротехнический завод (ТЭЗ): однофазные и трехфазные автотрансформаторы сухие и масляные типов АОСК, АТСК, АОМК, АТМК мощностью 10, 25, 100 и 250 кВ·А. Они обеспечивают бесконтактное плавное (ручное или автоматическое)

регулирование или стабилизацию напряжения (или тока) в технологических, испытательных и исследовательских установках.

Отличительной особенностью трансформаторов системы Норриса является наличие короткозамкнутой обмотки (КЗО), передвижной, как в трансформаторах МЭЗ, или неподвижной, как в трансформаторах ТЭЗ, когда передвигается другая обмотка. В традиционных конструкциях КЗО выполняется многовитковой из медного провода. При нагрузке в ней возникает ток, который вызывает потери энергии.

После открытия несколько лет тому назад явления высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП) во всех странах широким фронтом ведутся работы в направлении использования этого явления в сильноточной электротехнике [5, 6], в частности, в трансформаторах. В настоящее время реальных ВТСП-проводников для изготовления обмоток еще нет, но имеются кольца и цилиндры из ВТСП-керамики. Поэтому исследования по применению ВТСП в трансформаторах являются либо расчетными, когда оцениваются проекты трансформаторов с применением в них некоторых гипотетических ВТСП-проводов [7], либо экспериментальными с применением в них тех ВТСП-материалов, которые уже изготавливаются. В [8–10] приведены результаты исследования модели трансформаторов в режиме КЗ, в которых использовали КЗО в виде монолитных колец или цилиндров из ВТСП-керамики. В [11] ВТСП-обмотка (сверхпроводящий электромагнитный экран — по терминологии [11]) рассмотрена как средство регулирования напряжения в мощных

трансформаторах при подключении к ней регулируемого реактора или как средство ограничения тока или коммутации при переходе ее из сверхпроводящего в нормальное состояние. Исследования проводились на моделях.

В настоящее время уже реально изготовлены изделия из ВТСП-керамики достаточно больших размеров, в том числе и в виде массивных монолитных колец (цилиндров). Поэтому целесообразно рассмотреть их применение в регулировочных трансформаторах системы Е. Норриса, в которых КЗО органически необходима. Это позволит существенно снизить потери в этой обмотке, а также получить некоторые новые качественные преимущества за счет применения ВТСП-материалов для КЗО. Так, при достижении в ВТСП-обмотке критического значения тока дальнейшее его нарастание будет резко замедляться, а сам трансформатор должен приобрести качества стабилизатора и ограничителя тока. Такой трансформатор по существу является, вероятно, одним из немногих электротехнических устройств, в которых целесообразно применение керамических массивных ВТСП-материалов; разработка их значительно опережает разработку ВТСП-проводов и кабелей.

Начальный этап работы над регулировочными трансформаторами с передвижной короткозамкнутой ВТСП-обмоткой — исследование первой модели такого трансформатора<sup>1</sup> (рис. 1). Магнитопровод модели, шихтованный из пластин электротехнической стали толщиной 0,35 мм, имеет вытянутую Ш-образную форму, характерную для трансформаторов системы Е. Норриса. Высота магнитопровода 125 мм, ширина 74 мм, толщина пакета 11 мм (рис. 2). Ширина пластин стержня 20 мм, ярма 10 мм, размеры окна 105×17 мм. На стержне расположены четыре неподвижные обмотки, каждая из которых имеет 618 витков из эмалированного медного провода диаметром 0,2 мм, высота каждой обмотки 38 мм, диаметры 26/31 мм.

Передвижная КЗО была выполнена в трех вариантах:

1-й вариант — набор трех колец из ВТСП-керамики, имеющей относительно низкую критическую плотность тока (порядка 1 А/мм<sup>2</sup>); наружный диаметр 43 мм, внутренний — 33 мм (43/33 мм) и общая высота 22 мм;

2-й вариант — набор двух колец из ВТСП-материала, имеющего на порядок более высокую, чем в первом варианте, критическую плотность тока, диаметры соответственно 50/40 мм, высота — 24 мм;

3-й вариант — набор четырех медных колец (44/34×22 мм).

Первый вариант необходим для исследования

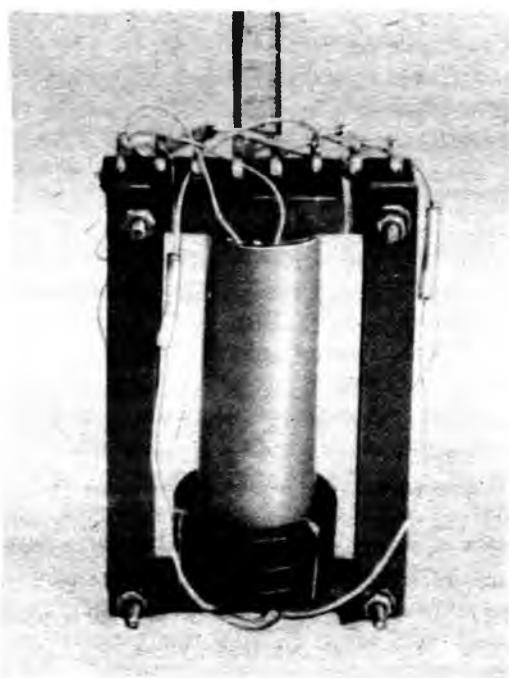


Рис. 1. Модель регулировочного трансформатора с передвижной короткозамкнутой ВТСП-обмоткой

<sup>1</sup> В работе принимали участие В. П. Зенова, А. Н. Панибратец, Л. Г. Петрова.

работы регулировочного трансформатора в режиме стабилизатора и токоограничителя, второй — для проверки режима без ограничения тока, третий — для сравнения трансформаторов с обычной и ВТСП-обмоткой, а также для снятия характеристик трансформатора при комнатной температуре. Диапазон перемещения короткозамкнутых колец из нижнего положения в верхнее около 80 мм, среднее положение соответствует координате обмотки 40 мм.

Все ВТСП-кольца изготовлены в ВЭИ из материала состава  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ . Кольца первого варианта получены методом твердофазного синтеза, второго — по технологии частичного плавления материала. Критическая плотность тока определялась при температуре жидкого азота непосредственно на кольцах по изложенной в [9] методике. Определенные таким образом значения критической плотности тока удовлетворительно коррелируются с данными прямых измерений четырехконтактным методом на постоянном токе.

В трансформаторах системы Норриса возможны разные схемы соединения обмоток. Были исследованы две основные схемы соединения неподвижных обмоток — трансформаторная (рис. 2, а, 3, а) и автотрансформаторная (рис. 3, б). Здесь, как и в обычных трансформаторах, автотрансформаторная схема обеспечивает меньшие расход материалов, падение напряжения и потери, чем трансформаторная схема. Модель включали в сеть (50 Гц) через регулировочный автотрансформатор (ЛАТР) и разделительный понижающий трансформатор (TP). В экспериментах при низкой температуре модель устанавливалась в криостат с жидким азотом.

Принцип работы регулировочного трансформатора с передвижной сверхпроводящей КЗО (магнитный поток внутри нее равен нулю!) поясним с помощью рис. 2. На рис. 2, б показано магнитное поле в окне трансформатора при среднем положении КЗО. Видно, что магнитное поле симметрично. Магнитный поток замыкается в немагнитном пространстве между стержнем и боковыми ярмами. Именно поэтому в трансформаторах Норриса ток XX много больше, чем в обычных трансформаторах, где магнитный поток при XX проходит только по стали стержня и ярма. Для уменьшения тока XX магнитопровод в трансформаторах Норриса выполняют "вытянутым" в осевом направлении. Части потока, созданные напряжениями встречно включенных первичных обмоток, показаны равновеликими стрелками, направленными в разные стороны. Так как две одинаковые обмотки второй стороны трансформатора (а—x) соединены последовательно согласно, при среднем положении КЗО суммарное напряжение на них равно нулю. При нижнем положении КЗО (рис. 2, в) магнитное поле несимметрично; вторичные обмотки при этом охватывают части магнитного потока, дающие в них отличную от нуля суммарную ЭДС (части

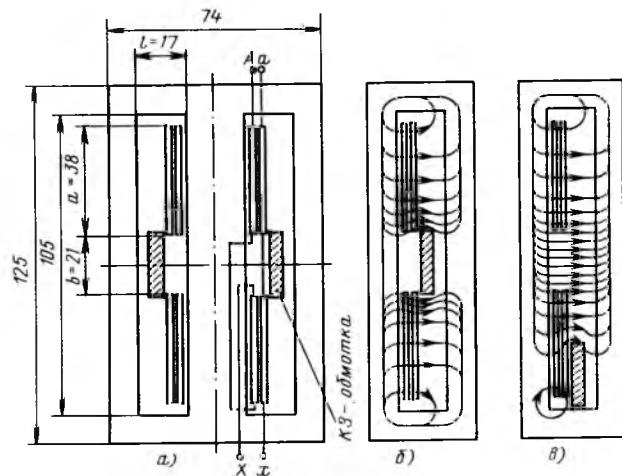


Рис. 2. Сечения модели:

а — расположение обмотки на магнитопроводе (показана трансформаторная схема соединения неподвижных обмоток); б, в — магнитное поле для среднего и крайнего нижнего положений передвижной КЗО (ВТСП-кольца) при холостом ходе; линии индукции в стали показаны условно

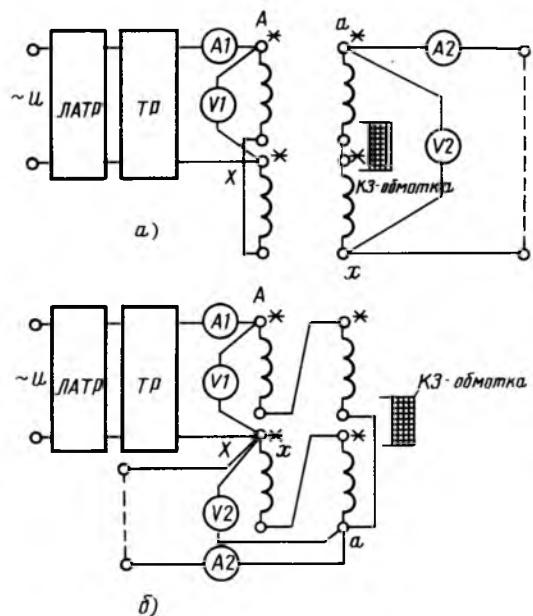


Рис. 3. Электрическая схема для испытаний модели регулировочного ВТСП-трансформатора при соединении неподвижных обмоток по трансформаторной (а) и автотрансформаторной (б) схемам

потока показаны стрелками разной длины, направленными в одну сторону).

Нам известна только одна статья [4], в которой даны методы расчета основных параметров трансформатора Норриса (ток XX, напряжение КЗ, потери в стали, токи в обмотках и др.). Измеренное значение тока XX модели (рис. 4) практически совпадает с расчетным значением, вычисленным по формулам, аналогичным формулам [4]:

$$I_{XX} = \frac{U}{\omega L_{XX}} ;$$

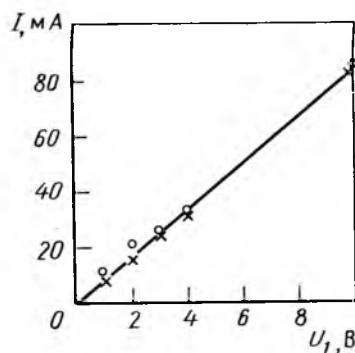


Рис. 4. Зависимость тока ХХ модели от первичного напряжения при автотрансформаторной схеме; ВТСП-кольцо (вариант 1):  
— расчет; \* — верхнее и среднее положения передвижной КЗО

$$L_{XX} = \mu_0 w^2 \frac{s}{l};$$

$$s = 2 \left[ b + \frac{2a}{3} \right] (c + kl),$$

где  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота сети;  $U$  — напряжение;  $L_{XX}$  — индуктивность трансформатора в режиме ХХ;  $w$  — число витков обмоток;

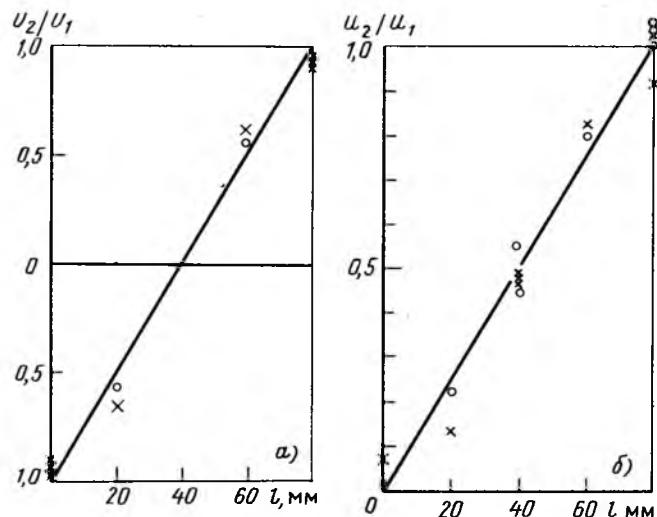


Рис. 5. Зависимость вторичного напряжения от положения передвижного короткозамкнутого кольца модели с трансформаторной (а) и автотрансформаторной (б) схемами соединения неподвижных обмоток в режиме ХХ (измерения при температуре жидкого азота):

○ — ВТСП-кольцо (вариант 1); \* — ВТСП-кольцо (вариант 2); ● — кольцо из меди (вариант 3)

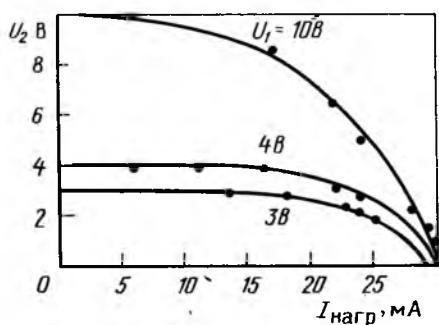


Рис. 6. Внешние характеристики модели трансформатора с ВТСП-кольцом (вариант 1); нагрузка активная, схема автотрансформаторная, положение ВТСП-кольца верхнее

$\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$  — магнитная постоянная;  $a, b, l$  — размеры (в сантиметрах) магнитопровода (рис. 2);  $c$  — толщина магнитопровода;  $k$  — коэффициент, определяемый из расчета относительной магнитной проводимости между стержнем и ярмами, рассчитанной по приближенной картине поля в сечении, перпендикулярном оси магнитопровода. При этом расчете вытеснение магнитного поля из сечения ВТСП-обмотки не учитывалось. Как видно из рис. 4, ток ХХ почти пропорционален напряжению на первичной стороне и мало зависит от положения КЗО.

На рис. 5 приведены экспериментальные регулировочные характеристики ХХ модели при всех трех вариантах КЗО. При перемещении КЗО из нижнего положения (координата  $x = 0$ ) в верхнее ( $x$  примерно равно 80 мм) вторичное напряжение изменяется плавно. Перемена знака напряжения на рис. 5, а соответствует изменению его фазы на 180 °С. Для наглядности на рис. 5 показаны прямые линии, которые соответствуют идеальным линейным зависимостям.

На рис. 6 в качестве примера приведены внешние характеристики (зависимости вторичного напряжения от вторичного тока) модели (вариант 1) при изменении активной нагрузки вплоть до КЗ. Видно, что ток КЗ ( $I_2$  при  $U_2 = 0$ ) модели с низким критическим током ВТСП-кольца при напряжениях  $U_1 = 3 \div 10$  В остается почти неизменным, равным 29–30 мА. При изменении первичного напряжения от 0 до 1 В ток КЗ на вторичной стороне (рис. 7) растет до 25 мА примерно пропорционально напряжению (так же, как это получено для моделей с ВТСП-кольцом с большим критическим током и с медным кольцом), а выше 30 мА ток не растет.

Полученную стабилизацию тока КЗ можно объяснить тем, что при токе КЗ выше 25 мА ВТСП-кольцо на определенную часть периода становится несверхпроводящим. Эксперименты подтвердили, что в зоне стабилизации ток нагрузки несинусоидален, причем искажения в синусои-

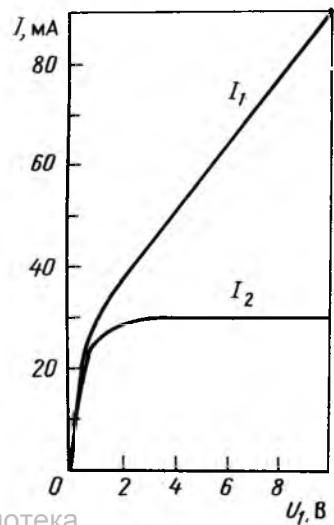


Рис. 7. Зависимость первичного и вторичного токов модели при КЗ на вторичной стороне от первичного напряжения при автотрансформаторной схеме и передвижной обмотке (ВТСП-кольцо, вариант 1) в верхнем положении

де тока тем больше, чем выше напряжение на первичной стороне трансформатора. Таким образом регулировочный трансформатор с ВТСП-обмоткой, имеющей ограниченный критический ток, может быть использован и как стабилизатор тока нагрузки в широком диапазоне изменения входного напряжения (в данном случае от 4 до 10 В).

## Вывод

Экспериментами на модели подтверждена возможность работы регулировочных трансформаторов с передвижной короткозамкнутой обмоткой в виде толстостенного ВТСП-цилиндра или кольца. В дальнейшем, предполагается продолжить исследование описанной в статье модели, а также изготавливать и исследовать другие, более мощные модели.

## Список литературы

1. Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. 1. М.: Госэнергоиздат, 1956.
2. Norris E. T. The moving coil voltage regulator // J IEE. 1938. Т. 83. № 499.
3. Rawcliffe G. H., Smith I. R. The moving coil regulator: a treatment from first principles // Proc. IEE. A—104. 1957. № 13.
4. Бернштейн И. Я., Лейтес Л. В. К расчету трансформаторов с передвижной короткозамкнутой обмоткой // Электротехника. 1959. № 3. С. 72—77.
5. Фишер Л. М., Петровский Ю. В. Высокотемпературная сверхпроводимость. Успехи и перспективы // Электротехника. 1987. № 11.
6. Петровский Ю. В., Фишер Л. М. Достижения в области высокотемпературной сверхпроводимости // Электротехника. 1991. № 12. С. 39—41.
7. Muller W. Considerations about superconducting power transformer design. Panel discussion "Impact of superconducting technology on the future power systems technology" // CIGRE. 1990. Р. 23—27.
8. Лурье А. И., Мильман Л. И., Коробов О. Г. Модель трансформатора с обмоткой из высокотемпературного сверхпроводящего материала // Электротехника. 1990. № 4. С. 61—63.
9. Лурье А. И., Мильман Л. И., Александров В. В. Трансформаторное устройство для измерения критического тока в образцах ВТСП-материала // Сверхпроводимость: химия, физика, техника. Т. 3. 1990. № 2.
10. Лурье А. И., Коробов О. Г., Мильман Л. И. Исследование модели трансформатора с короткозамкнутой обмоткой из высокотемпературной сверхпроводящей керамики // Электротехника. 1991. № 12. С. 41—45.
11. Якимец И. В., Наровлянский В. Г., Матвеевский В. М. Регулируемые трансформаторы для питающих электрических сетей // Электротехника. 1984. № 1. С. 1—5.

Поступила 24.12.92

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.314.6.001.5.

## ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ИНВЕРТОРЫ, НАГРУЖЕННЫЕ НА ИНДУКТОР

А. С. ВАСИЛЬЕВ, доктор техн. наук,  
А. И. БАЛАБУХ, А. Е. ОВЧАРЕНКО, кандидаты техн. наук

В связи с успехами в разработке перспективных полупроводниковых приборов — полевых транзисторов и транзисторов с комбинированной структурой [1] — появляется возможность замены лампового оборудования индукционного нагрева малогабаритными высокочастотными генераторами с выходным переменным напряжением в сотни килогерц. Для эффективного использования ключевых свойств транзисторов необходим правильный выбор параметров коммутирующих элементов в схемах высокочастотного инвертора. Особую сложность при работе инверторов на индуктор предсталяет изменение периодического режима, связанного с загрузкой индуктора в процессе технологического цикла термической обработки материалов, что приводит к расстройке генератора, и возможен выход из строя переключающих приборов. Представляется целесообразным определить параметры коммутирующих элементов, гарантирующих инвариантность настроенного режима работы инвертора к изменению параметров индуктора в заданных пределах.

На рис. 1 приведены наиболее распространенные [2] схемы инверторов: полумостовая и мостовая. Согласование параметров индуктора с инвертором осуществляется с помощью дополнительно включенных реактивных элементов. Схема двухполюсника  $Z$ , включенного в диагональ переменного тока инвертора, показана на рис. 2. На рисунках приняты следующие обозначения:  $L$ ,  $R$  —

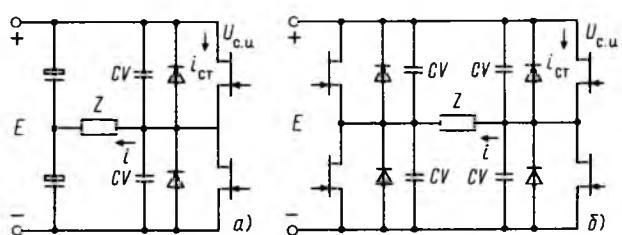


Рис. 1. Схемы транзисторных инверторов: а — полумостовая; б — мостовая

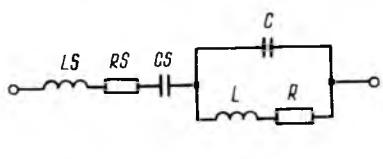


Рис. 2. Схема двухполюсника  $z$ , включенного в диагональ переменного тока инвертора

параметры собственно индуктора;  $C$  – компенсирующая емкость;  $LS$ ,  $RS$  – параметры индуктивности последовательного резонансного контура;  $CS$  – емкость последовательного контура;  $CV$  – емкость демпфирующих конденсаторов, параллельных ключевым приборам.

Верно рассчитанный периодический режим работы инвертора обеспечивает малые коммутационные потери в транзисторах [3]. Он характеризуется определенной последовательностью переключения тока через диоды и транзисторы схемы, если двухполюсник  $z$  имеет индуктивную реакцию. На рис. 3 приведены диаграммы токов и напряжений в схеме. За период работы  $T$  можно выделить промежутки времени:  $TT$  – время работы транзистора;  $TC$  – время перезаряда демпфирующих конденсаторов  $CV$ ;  $TV$  – время проводимости обратных диодов. В указанном режиме ток стока  $i_{ct}$  и напряжение сток-исток  $u_{ct}$  имеют такую форму (рис. 3), что их произведение при идеальных характеристиках ключевых приборов всегда равно нулю. Это гарантирует минимум коммутационных потерь. Точный расчет токов и напряжений в схемах инверторов достаточно сложен из-за высокого порядка цепи, содержащей много реактивных элементов. Поэтому анализ работы периодического режима целесообразно проводить по первой гармонике, заменив прямоугольную форму выходного напряжения инвертора синусоидальной (по первой гармонике), которая приложена к двухполюснику  $z$ :

$$u = U_m \sin \omega t, \quad (1)$$

где  $U_m = 4E/\pi$  – для мостового инвертора;  $U_m = 2E/\pi$  – для полумостового инвертора;  $\omega = 2\pi f$  – частота работы ключей.

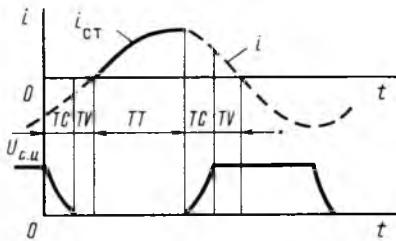


Рис. 3. Диаграммы токов и напряжений в схемах инверторов

Определим ток на выходе инвертора

$$\begin{cases} i = I_m \sin (\omega t - \varphi); \\ I_m = U_m / |z|; \operatorname{tg} \varphi = \operatorname{Im} z / \operatorname{Re} z, \end{cases} \quad (2)$$

а также напряжение на индукторе

$$\begin{cases} u_i = U_m \sin (\omega t + \varphi_i); \\ U_m = U_m |z| / |z|; \operatorname{tg} \varphi_i = \operatorname{Im} |z| / \operatorname{Re} |z|, \end{cases} \quad (3)$$

где  $z_i$  – комплексное сопротивление индуктора с компенсирующей емкостью;

$$z_i = \frac{[R + j(\omega L - \omega^3 L^2 C - \omega CR^2)]}{(1 - \omega^2 CL)^2 + (\omega CR)^2}. \quad (4)$$

Полное сопротивление  $z$  в соответствии со схемой рис. 2

$$z = RS + \operatorname{Re} z_i + j(\omega LS - 1/\omega CS + \operatorname{Im} z_i). \quad (5)$$

Если принять за базисные параметры  $U_m$ ,  $R$ ,  $(f)$  и ввести безразмерные коэффициенты:

$$\begin{cases} Q = \omega L / R; \quad QS = \omega LS / RS; \\ K = 1 - \omega^2 LC; \quad KS = 1 - \omega^2 LSCS; \\ RS_* = RS / R, \end{cases} \quad (6)$$

можно вывести зависимости для оценки искомых реакций цепи

$$\begin{aligned} I_m &= U_m / R \sqrt{[RS_* + 1/(K^2 + \sigma^2)]^2 + } \\ &\rightarrow + [QSRS_* - RS_*/\sigma S + (QK - \sigma)/(K^2 + \sigma^2)]^2; \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{QSRS_* - RS_*/\sigma S +}{RS_* + 1/(K^2 + \sigma^2)} \\ &\rightarrow + (QK - \sigma)/(K^2 + \sigma^2); \end{aligned} \quad (7)$$

$$U_m = I_m R \sqrt{1 + (QK - \sigma^2)/(K^2 + \sigma^2)};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_i = QK - \sigma,$$

$$\text{где } \sigma = (1 - K)/Q; \quad \sigma S = (1 - KS)/QS.$$

Практически важной областью нормальной работы инвертора является выполнение условия

$\varphi > 0$ , т. е. обеспечение индуктивной реакции цепи. На рис. 4 для примера показано семейство кривых для некоторых значений безразмерных параметров схемы  $Q = 10$ ;  $QS = 25$ ;  $K = 0 \div 0,15$ ;  $RS* = 10$ . Амплитуда напряжения на индукторе нормирована —  $U_{u*} = U_u / U_m$ . Характер зависимости

мостов показывает возможность подбора коэффициентов расстройки  $K$ ,  $KS$  контуров (параллельного и последовательного), при которых устанавливается требуемый сдвиг тока по фазе  $\varphi > 0$ , при этом напряжение на индукторе имеет расчетное значение. Очевидна высокая чувствительность периодического режима работы к изменению частоты и параметров элементов резонансных контуров схемы. Чтобы поддержать стабильную генерацию выходного напряжения, в ряде случаев приходится значительно усложнять схему управления инвертора и вводить автоподстройку частоты. Понятно, целесообразно найти более простой способ и определить соотношение значений коммутирующих элементов, обеспечивающих неизменность фазы тока  $\varphi$ .

При загрузке индуктора (или наоборот — удалении детали из индуктора) новые параметры  $L_1$ ,  $R_1$  приводят к изменению значений коэффициентов в выражениях (6) —  $Q_1$  и  $K_1$ . Если подставить новые данные в формулы (7) и приравнять фазы токов, исключив общий коэффициент расстройки последовательного контура  $KS$ , можно получить условие сохранения неизменной фазы тока нагрузки

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi_1 = (\operatorname{tg} \varphi_{u1} - a \operatorname{tg} \varphi_u) / (1 - a); \\ a = R* \frac{K_1^2 + (1 - K_1)^2 / Q_1^2}{K^2 + (1 - K)^2 / Q^2}; \quad R* = R_1 / R. \end{array} \right. \quad (8)$$

Отсюда коэффициент  $KS$ , гарантирующий такой инвариантный режим работы инвертора, определяется по следующим формулам:

$$\left\{ \begin{array}{l} KS = A / (1 + A); \\ A = R* \left[ [Q_1 K_1 - (1 - K_1) / Q_1 - \{1 + \right. \right. \\ \left. \left. + RS* [K_1^2 + (1 - K_1)^2 / Q_1^2] R* \} \operatorname{tg} \varphi] \right] / \\ / Q S R S * [K_1^2 + (1 - K_1)^2 / Q_1^2]. \end{array} \right. \quad (9)$$

Фактически, при заданных парах значений  $L$ ,  $R$ ;  $L_1 R_1$  — выполнение условия (8) целиком зависит от выбора параллельной емкости  $C$ , влияющей на коэффициенты расстройки  $K$ ,  $K_1$  в соответствии с (6). Практически легко найти параметр  $C$ , построив с помощью соотношений (6)–(8) график функции  $\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi_1$  по заданным числовым значениям. Затем на основании (9) и (6) возможно

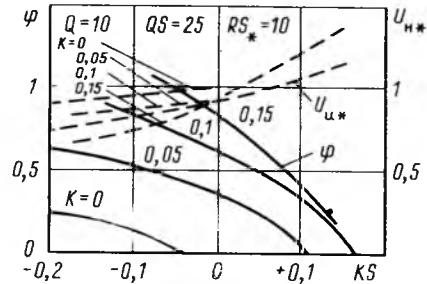


Рис. 4. Расчетные зависимости для определения фазы  $\varphi$  и напряжения на индукторе  $U_u$

уточнение параметров последовательного контура  $LS$ ,  $RS$ ,  $CS$ .

Остается оценить значение еще одного важного коммутирующего элемента схемы — демпфирующего конденсатора  $CV$ , замедляющего нарастание напряжения на транзисторе при его закрытии в течение времени  $TC$  (рис. 3). Для случая  $TC \ll T$  справедлива формула

$$CV = \frac{0,5}{U_{CV}} \int_{T/2}^{T/2+TC} idt, \quad (10)$$

где  $U_{CV} = E$  — для мостовой схемы инвертора;  $U_{CV} = E/2$  — для полумостовой схемы.

Если подставить в (10) зависимость (2) с учетом очевидного равенства  $TC + TV = \varphi(\omega)$ , то после интегрирования и соответствующих тригонометрических преобразований можно получить выражение

$$CV = \frac{4}{\pi \omega |z|} \sin \left[ \varphi - \frac{\omega TC}{2} \right] \sin \frac{\omega TC}{2}. \quad (11)$$

Таким образом, исходя из требований обеспечения минимального временного промежутка  $TC$ , который определяется временем спада тока стока транзистора, и минимальной фазы  $\varphi$  для конкретных значений параметров индуктора, — оказывается возможным найти параметры всех коммутирующих элементов схемы инвертора.

В заключение отметим, что полученные результаты анализа были проверены экспериментально. Высокочастотный генератор, собранный по мостовой резонансной схеме инвертора на транзисторах КП926А, диодах КД-213Б, с частотой выходного напряжения  $f = 440$  кГц, предназначен для работы с плоским четырехвитковым индуктором для пайки металлов ( $L = 1,3$  мкГн,  $R = 0,3$  Ом;  $L_1 = 1,4$  мкГн;  $R_1 = 0,1$  Ом). Значения параметров коммутирующих элементов  $C = 0,09$  мкФ;  $LS = 25$  мкГн;  $RS = 3$  Ом;  $CS = 5,46$  нФ;  $CV = 1,9$  нФ. При входном напряжении источника питания  $E = 200$  В зафиксированы следующие

данные: амплитуда напряжения на нагруженном индукторе  $U_{im} = 220$  В; амплитуда выходного

тока  $I_m = 8$  А; длительность времени нарастания напряжения сток-исток  $-TC = 0,15$  мкс; фаза тока  $\varphi = 1,0$  рад. Для ненагруженного индуктора происходит перераспределение амплитуд напряжения и тока  $U_{im} = 244$  В;  $I_m = 2,8$  А, однако фаза тока остается прежней.

#### Список литературы

1. Окснер Э. С. Мощные полевые транзисторы и их применение: М.: Радио и связь, 1985.
2. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. М.: Радио и связь, 1988.
3. Rouder J., Ferrieux J. P. Commutation modes in resonant converters // EPE Journal. 1991. Vol. 1. July.

Поступила 7.10.92

УДК 621.382.2.026.001.5

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИЛОВОЙ ЧАСТИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ДЛЯ ГАЛЬВАНИЧЕСКИХ ВАНН

А. И. САФРОНОВ, канд. техн. наук

НПО силовой электроники, г. Саранск

При проектировании новых выпрямителей для гальванических ванн [1, 2] выбор основных компонентов как электрической схемы, так и конструкции осуществлялся с использованием результатов расчетов при моделировании электромагнитных процессов в силовой части. Например, перед началом проектирования выпрямителя, для выбора элементов силовой схемы, а соответственно преобразовательного трансформатора и тиристоров (типы и их количество) необходимо знать ожидаемые среднее и эффективное значения токов нормальных и аварийных режимов. Проведение подобных предварительных исследований на ПЭВМ с помощью системы ELTRAN [3] позволяет это сделать и самое главное сокращает трудоемкий процесс электрических расчетов.

При проведении ОКР новой серии выпрямителей для гальванических ванн наибольшее применение получила схема выпрямления — шестифазная кольцевая (6К), для которой выполнены предлагаемые исследования.

Моделирование силовой части выпрямителей выполнялось по схеме, приведенной на рис. 1, на которой изображены в виде отдельных функциональных узлов (блоков) ее основные элементы. При этом:

BLOCK E1 — представляет расчетную электрическую схему силовой части выпрямителя;

BLOCK I1 — определяет параметры источников переменного тока и их синхронизацию в силовой части;

BLOCK F1 — устанавливает параметры и функции системы управления тиристорами;

BLOCK F2 — определяет очередь работы тиристоров;

BLOCK F3 — задает моменты возникновения коротких замыканий (внешних и внутренних).

Расчетная электрическая схема (BLOCK E1) приведена на рис. 2. Схема управления тиристорами (BLOCK F1 и BLOCK F3) приведена на рис. 3. На вход подается напряжение трехфазной питающей сети EA1, EB1, EC1, которое с помощью

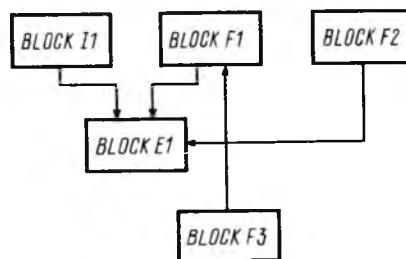


Рис. 1. Функциональная схема выпрямителя

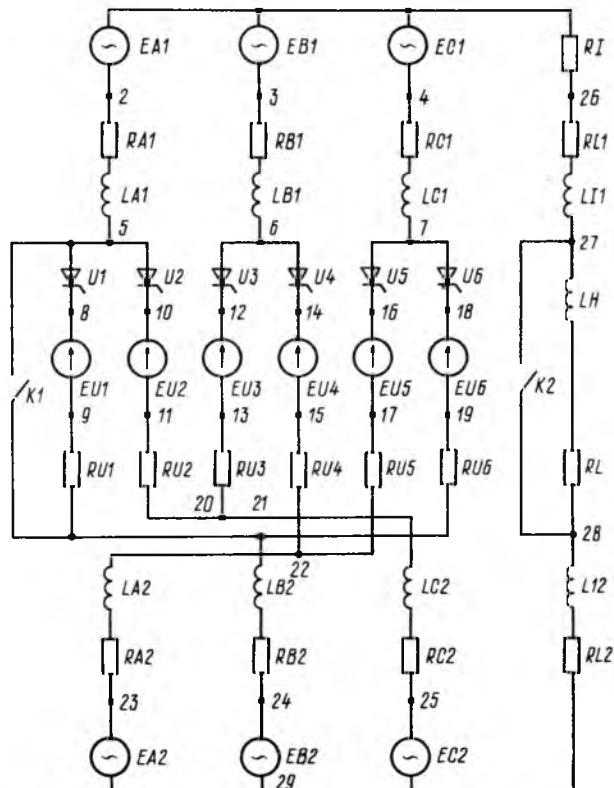


Рис. 2. Расчетная электрическая схема силовой части

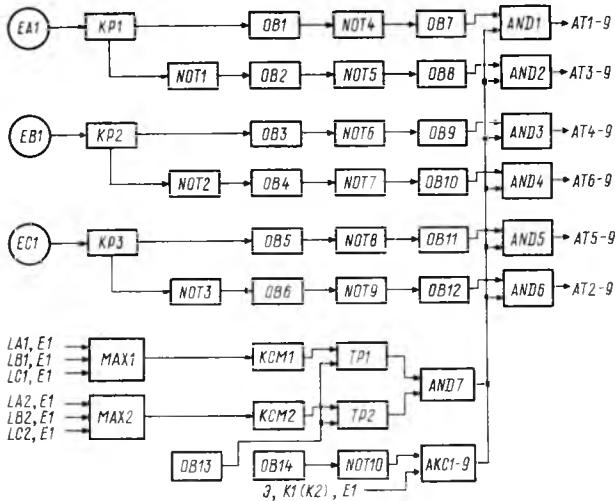


Рис. 3. Схема системы управления тиристорами

компараторов  $KP1 - KP3$  и элементов  $HE NOT1 - NOT9$  осуществляет синхронизацию каждого канала схемы управления с фазным напряжением. Одновибраторами  $OB1 - OB6$  задается угол управления тиристорами. Элементами  $HE NOT4 - NOT9$  и одновибраторами  $OB7 - OB12$  формируются управляющие импульсы для тиристоров. Элементы  $I AND1 - AND6$  являются выходными каскадами системы управления, выход которых связан с тиристорами  $AT1-9 - AT6-9$ . С помощью цепочек, содержащих  $MAX1 - KCM1 - TP1$ ,  $MAX2 - KCM2 - TP2$ ,  $AND7$ ,  $OB13$ ,  $OB14$ ,  $NOT9$  и  $AKC1-9$  осуществляется управление импульсами в выходных каскадах при внешних и внутренних коротких замыканиях. При этом датчиками тока  $MAX1$  и  $MAX2$  контролируется ток в каждой фазе схемы выпрямления.  $KCM1$  и  $KCM2$  представляют собой компараторы со смещением,  $TP1$  и  $TP2$  — триггеры с раздельными входами. Одновибраторами  $OB13$  и  $OB14$  задается интервал формирования импульсов управления тиристорами в нормальном и аварийном состояниях выпрямителя. При этом замыкание ключа  $K1$  соответствует внутреннему, а  $K2$  — внешнему короткому замыканию, приводящему к срабатыванию ключа  $AKC1-9$ .

Логику работы тиристоров определяет  $BLOCK F2$ , изображенный на рис. 4. Состояние тиристоров (открыты — закрыты) зависит от работы суммирующих компараторов  $KM1 - KM6$ , настраиваемых на токовый сигнал (1) или напряжение (2) с тиристоров  $V1 - V6$  и определяется

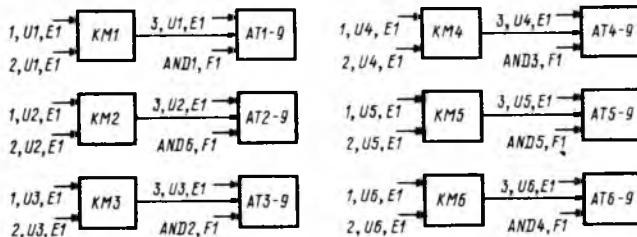


Рис. 4. Функциональная схема выходных каскадов системы управления и тиристоров

элементами  $AT1-9 - AT6-9$ , имеющими обратные связи с выходными каскадами. Напряжения питающей сети заданы синусоидальными напряжениями элементов  $SINA1$ ,  $SINB1$ ,  $SINC1$ ,  $SINA2$ ,  $SINB2$ ,  $SINC2$  с соответствующим сдвигом по фазе. Пороговое напряжение тиристора, как постоянная величина, задано элементом  $PSV$ . Сдвиг по фазе  $TF$  выражен в долях от периода питающей сети.

Запись задания для анализа электромагнитных процессов в схеме рис. 2 системой ELTRAN выпрямителя В-ТПВ-800-12-ОУХЛ4 приведена в табл. 1 (частично для блока  $E1$ ).

Для получения исходных данных для анализа электромагнитных процессов в силовой части выпрямителей проведены предварительные расчеты активного сопротивления и индуктивности:

Таблица 1

Масштаб тока — 100,0
Масштаб напряжения — 100,0
Масштаб времени — 0,00333333
<b>BLOCK E1</b>
$EA1 NY = 2,1 \cdot BXI = 1, SINA1, II;$
$EB1 NY = 3,1 \cdot BXI = 1, SINB1, II;$
$EC1 NY = 4,1 \cdot BXI = 1, SINC1, II;$
$EA2 NY = 23,29 \cdot BX = 1, SINA2, II;$
$EB2 NY = 24,29 \cdot BXI = 1, SINB2, II;$
$EC2 NY = 25,29 \cdot BXI = 1, SINC2, II;$
$LA1 L = 1.31E - 6 RL = 41.71E - 5 NY = 2,5;$
$LB1 L = 1.31E - 6 RL = 41.71E - 5 NY = 3,6;$
$LC1 L = 1.31E - 6 RL = 41.71E - 5 NY = 4,7;$
$LA2 L = 1.31E - 6 RL = 41.71E - 5 NY = 22,23;$
$LB2 L = 1.31E - 6 RL = 41.71E - 5 NY = 21,24;$
$LC2 L = 1.31E - 6 RL = 41.71E - 5 NY = 20,25;$
$V1 NY = 5,8 S = 7;$
$V2 NY = 5,10 S = 7;$
$V3 NY = 6,12 S = 7;$
$V4 NY = 6,14 S = 7;$
$V5 NY = 7,16 S = 7;$
$V6 NY = 7,18 S = 7;$
$EV1 NY = 8,9 BX = 1, PSV, II;$
$EV2 NY = 10,11 BX = 1, PSV, II;$
$EV3 NY = 12,13 BX = 1, PSV, II;$
$EV4 NY = 14,15 BXI = 1, PSV, II;$
$EV5 NY = 16,17 BXI = 1, PSV, II;$
$EV6 NY = 18,19 BXI = 1, PSV, II;$
$RV1 R = 0.45E - 3 NY = 9,21;$
$RV2 R = 0.45E - 3 NY = 11,20;$
$RV3 R = 0.45E - 3 NY = 13,20;$
$RV4 R = 0.45E - 3 NY = 15,22;$
$RV5 R = 0.45E - 3 NY = 17,22;$
$RV6 R = 0.45E - 3 NY = 19,21;$
$R1I R = 7.50E - 5 NY = 26,1;$
$L1I L = 1.44E - 6 RL = 70.00E - 5 NY = 27,26;$
$L1I L = 1.43E - 6 RL = 70.00E - 5 NY = 29,28;$
$LH L = 25.01E - 6 RL = 1.65E - 2 NY = 28,27;$
$K1 NY = 5,21 S = 7;$
$K2 NY = 28,27 S = 7;$
<b>END E1;</b>

преобразовательного трансформатора и силовой ошиновки; сопротивления измерительного шунта; обмоточных данных преобразовательного трансформатора. Данные расчетов приведены в табл. 2. При этом эквивалентная индуктивность и активное сопротивление, приведенные ко вторичной обмотке преобразовательного трансформатора, определялись для мощности короткого замыкания питающей сети, равной 20 МВ·А.

Поочередно записывая данные из табл. 2 в задание для анализа электромагнитных процессов (табл. 1), были получены расчетные значения

параметров, которые приведены в табл. 3. Процесс анализа и получения результатов расчетов в виде таблиц и графиков на экране монитора для одного значения исходных данных занимает по времени не более 8 мин.

С помощью системы ELTRAN возможно получение дополнительной информации, позволяющей оценивать качественные и количественные характеристики процессов, протекающих в элементах электрической схемы как силовой, так и системы управления тиристорами, непосредственно на экране монитора. При необходимости представля-

Таблица 2

Выпрямитель, ток/на- прижение, A/B	Питающая сеть		Преобразовательный трансформатор							Фазные		Тиристор		Шунт	Ошиновка	
	$L_C''$ (—6), Гн	$R_C''$ (—5), Ом	$L_T$ (—6), Гн	$R_T$ (—5), Ом	$U_2$ , В	$U_{2\max}$ , В	$W_1$	$W_2$	$LA$ (—6), Гн	$RL$ (—5), Ом	$RV$ (—5), Ом	$PSV$ , В	$RI$ (—5), Ом	$L_1, L_2$ (—6), Гн	$RL$ (—5), Ом	
100/12	0,010	0,237	4,40	440,80	7,2	10,18	369	7	4,41	441,04	330	0,93	50,00	4,07	1380,0	
100/24	0,030	0,808	7,90	456,35	12,9	18,24	265	9	7,93	457,16	330	0,93	50,00	4,07	1380,0	
200/12	0,010	0,246	18,00	140,20	7,0	9,90	271	5	3,25	140,45	76	0,95	37,50	3,65	770,0	
200/24	0,030	0,808	6,10	273,96	13,0	18,38	263	9	6,13	274,77	76	0,95	37,50	3,65	770,0	
200/48	0,090	2,871	10,40	459,67	24,5	34,65	217	14	10,49	462,54	76	0,95	37,50	3,65	770,0	
400/12	0,010	0,246	2,10	89,25	7,0	9,90	271	5	2,11	89,50	45	0,80	15,00	3,20	290,0	
400/24	0,030	0,859	4,70	123,37	12,5	17,68	213	7	4,73	124,33	45	0,80	15,00	3,20	290,0	
400/48	0,100	3,061	17,90	230,52	24,7	34,93	215	14	18,00	233,58	45	0,80	15,00	3,20	290,0	
800/12	0,010	0,245	1,30	40,45	7,0	9,90	217	4	1,31	41,71	45	0,80	7,50	2,87	140,0	
800/24	0,030	0,878	4,20	73,75	13,2	18,67	201	7	4,23	74,63	45	0,80	7,50	2,87	140,0	
800/48	0,107	3,033	4,30	83,58	24,6	34,79	108	7	4,41	86,61	45	0,80	7,50	2,87	140,0	
1600/24	0,030	1,100	2,80	39,74	13,5	15,09	197	7	2,83	40,84	42	0,95	3,75	2,52	50,0	
315/115	0,050	7,428	26,20	519,71	61,1	86,42	112	18	26,25	527,14	45	0,80	15,00	3,20	290,0	

Таблица 3

Выпрямитель, ток/на- прижение, A/B	Выпрям- ленный ток, А	Выпрям- ленное напряжение, В	Ток тиристора		Ток вто- ричной обмотки, А	Обратное напряжение, В	Коэффици- ент формы тока	Пульсации тока, %	Амплитуда тока, А	
			средний, А	действую- щий, А					внешнего КЗ	внутрен- него КЗ
100/12	99,8	13,18	16,70	40,09	57,1	33,97	2,40	6,5/30,8	619	1642
100/24	100,7	26,60	16,85	40,50	57,7	62,10	2,40	7,2/29,4	1185	2750
200/12	199,4	13,16	33,36	79,80	113,9	33,51	2,39	7,4/29,4	1408	4175
200/24	200,7	26,40	33,64	80,39	114,7	62,24	2,39	7,4/28,7	2064	4196
200/48	198,0	52,29	33,11	79,27	113,2	117,79	2,39	6,9/—	2832	4770
400/12	402,7	13,29	64,37	160,41	229,6	33,27	2,38	6,9/27,6	2735	6626
400/24	389,4	25,70	65,03	154,64	221,8	59,87	2,38	7,5/29,8	3929	7313
400/48	401,9	53,05	67,13	160,28	229,4	118,69	2,39	7,5/—	5668	8415
800/12	797,5	13,16	133,30	315,66	453,2	33,10	2,37	5,6/29,1	4613	8686
800/24	803,5	26,51	134,03	314,80	454,8	62,47	2,35	7,1/26,6	6200	10 314
800/48	802,1	52,94	133,90	318,65	457,0	118,35	2,38	7,5/—	5988	12 351
1600/24	1609,2	26,55	271,72	629,39	906,0	63,07	2,32	5,9/26,1	5768	11 700
315/115*	319,8	128,86	106,58	182,27	257,8	138,13	1,71	7,9/—	7352	10 104

\* — Схема выпрямления — трехфазная мостовая.

Таблица 4

Код переменной	Обозначение элемента	Расчетное значение:	
		<i>I</i> – ток, А;	<i>U</i> – напряжение, В
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>IV4</i>	$8,3298100E + 02$	
<i>SP</i>	<i>IV4</i>	$1,3329727E + 02$	
<i>EFF</i>	<i>IV4</i>	$3,1565586E + 02$	
<i>K<sub>f</sub></i>	<i>IV4</i>	$2,3680596E + 00$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>UV3</i>	$3,3101800E + 01$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>UK2</i>	$1,3804100E + 01$	
<i>SR</i>	<i>UK2</i>	$1,3157964E + 01$	
<i>EFF</i>	<i>UK2</i>	$1,3170464E + 01$	
<i>K<sub>pm</sub></i>	<i>UK2</i>	$6,7221645E - 02$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>IL11</i>	$8,3248600E + 02$	
<i>SR</i>	<i>IL11</i>	$7,9746098E + 02$	
<i>K<sub>f</sub></i>	<i>IL11</i>	$1,0006766E + 00$	
<i>K<sub>pm</sub></i>	<i>IL11</i>	$5,6136916E - 02$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>IV3</i>	$8,3341100E + 02$	
<i>SR</i>	<i>IV3</i>	$1,3251686E + 02$	
<i>EFF</i>	<i>IV3</i>	$3,1469281E + 02$	
<i>K<sub>f</sub></i>	<i>IV3</i>	$2,3747378E + 00$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>ILB1</i>	$8,3341100E + 02$	
<i>EFF</i>	<i>ILB1</i>	$4,5318213E + 02$	

ется возможным оперативное изменение (корректировка) задания. Результаты расчетов для каждого выпрямителя в виде таблиц выводятся на монитор ПЭВМ с последующей распечаткой. В качестве примера в табл. 4–5 приведены результаты расчетов тока, напряжения, пульсаций тока и напряжения на элементах силовой схемы одного выпрямителя в нормальных режимах при углах управления тиристорами, равных  $0^\circ$  (табл. 4) и  $60^\circ$  (табл. 5). В таблицах приняты следующие обозначения *IV3*, *IV4* – токи через тиристоры *V3*, *V4*; *UV3* – обрат-

Код переменной	Обозначение элемента	Расчетное значение:	
		<i>I</i> – ток, А;	<i>U</i> – напряжение, В
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>IV4</i>	$5,5880100E + 02$	
<i>SR</i>	<i>IV4</i>	$6,9948573E + 01$	
<i>EFF</i>	<i>IV4</i>	$1,7655026E + 02$	
<i>K<sub>f</sub></i>	<i>IV4</i>	$2,5240008E + 00$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>UV3</i>	$2,7789300E + 01$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>UK2</i>	$9,6090500E + 00$	
<i>SR</i>	<i>UK2</i>	$6,4573089E + 00$	
<i>EFF</i>	<i>UK2</i>	$6,9744425E + 00$	
<i>K<sub>pm</sub></i>	<i>UK2</i>	$7,1414619E - 01$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>IL11</i>	$5,5880100E + 02$	
<i>SR</i>	<i>IL11</i>	$3,9107823E + 02$	
<i>K<sub>f</sub></i>	<i>IL11</i>	$1,0525331E + 00$	
<i>K<sub>pm</sub></i>	<i>IL11</i>	$5,8054241E - 01$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>IV3</i>	$5,2355800E + 02$	
<i>SR</i>	<i>IV3</i>	$6,1138333E + 01$	
<i>EFF</i>	<i>IV3</i>	$1,6051440E + 02$	
<i>K<sub>f</sub></i>	<i>IV3</i>	$2,6254298E + 00$	
<i>A<sub>MAX</sub></i>	<i>ILB1</i>	$5,5880100E + 02$	
<i>EFF</i>	<i>ILB1</i>	$2,3861026E + 02$	

ное напряжение на тиристоре *V3*; *IL11* – ток нагрузки; *UK2* – напряжение на нагрузке; *ILB1* – ток вторичной обмотки фазы *B1*; *K<sub>f</sub>* – коэффициент формы тока; *K<sub>pm</sub>* – коэффициент пульсации тока; *A<sub>MAX</sub>* – амплитудное, *SR* – среднее, *EFF* – эффективные значения измеряемых величин.

По результатам расчетов система ELTRAN позволяет получить жесткие копии в виде осциллографов изменения токов и напряжений на элементах схемы (рис. 5, 6).

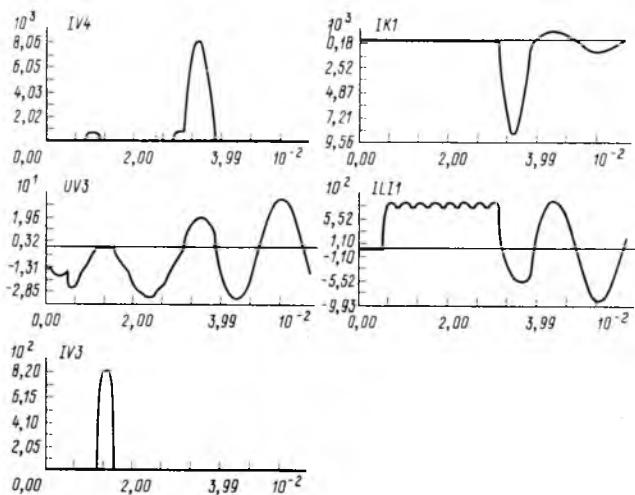


Рис. 5. Осциллограммы токов и напряжений на элементах схемы: включение – работа – внутреннее короткое замыкание

Таблица 5

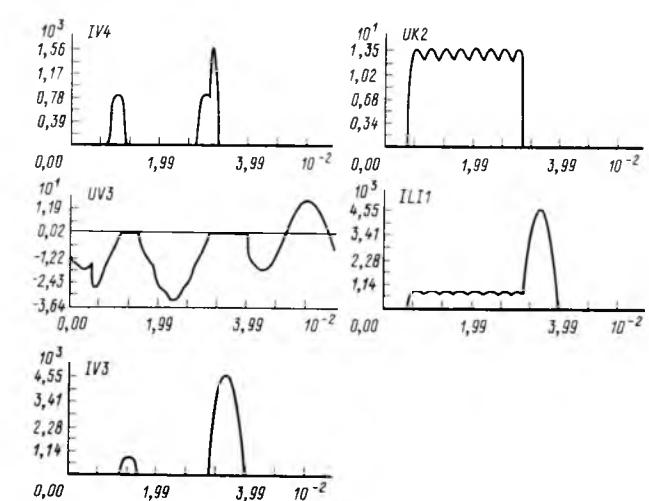


Рис. 6. Осциллограммы токов и напряжений на элементах схемы: включение – работа – внешнее короткое замыкание

Приведенные результаты исследований выпрямителей позволили значительно сократить трудоемкость и повысить точность выполнения электрических расчетов технического проекта разработки новой серии выпрямителей, а проведенные экспериментальные исследования ряда выпрямителей показали высокую сходимость с проведенными расчетами.

Моделирование электромагнитных процессов в элементах схемы выпрямителя позволяет определить ожидаемые токи и напряжения, их соотношения между средними и действующими значениями, необходимые для выбора элементов схемы и последующего проектирования выпрямителя.

#### Список литературы

1. Технические условия ТУ16-91, ИЖРФ 435 000.067. Выпрямители серии В-ТПЕ, В-ТПВ мощностью до 50 кВт. М.: Изд-во стандартов, 1991.

2. Технические условия ТУ16-92, ИЖРФ 435211.057.ТУ. Выпрямители серии В-ТПЕ. М.: Изд-во стандартов, 1992.

3. Основные характеристики программного комплекса ELTRAN, опыт применения и перспективы применения / Г. М. Мустафа, Ю. Б. Федотов, В. Ф. Еряшев и др. // Моделирование силовых вентильных преобразователей. Киев: ИЭД, 1989.

Поступила 01.10.92

Часто клапанный узел с демпфером приходится встраивать в элементы установки, где он используется, например, в электродную систему ПУ, и тогда, нередко бывает просто "тесно", чтобы организовать должным образом токоподвод к электродам ПУ и одновременно обеспечить напуск порции газа в область разряда. Известные решения, например [1, 2], в таких случаях не могут быть использованы.

Предлагается новое решение, состоящее в том, что катушка клапана выполняется двухсекционной и напуск газа в область электрического разряда производится через зазор между секциями катушки. На рис. 1 представлен вариант такой конструкции, где даны основные элементы ИГК и ПУ. Некоторые конструктивно-технологические особенности показаны условно. Клапан содержит корпус 1 из верхнего и нижнего фланцев, стянутых шпильками. Электромагнитная катушка 2 смонтирована в нижний фланец и выполнена двухсекционной с увеличенным межвитковым зазором между внутренней 3 и наружной 4 секциями. В указанном зазоре расположены отверстия 5 для напуска газа в область разряда ПУ. Газ через штуцер 6 поступает в камеру высокого давления, прижимая клапанную пластину 7 к уплотнениям 8. При замыкании коммутатора 9 конденсатор 10 начинает разряжаться через катушку 2. КП перемещается электромагнитными силами, открывая отверстия 5 и сжимая демпфер 11. Демпфер может быть выполнен как из одного упругого элемента, так и из нескольких элементов разной жесткости. После торможения демпфером КП начинает обрат-

## ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

УДК 621.384.647.001.5

### БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ГАЗОВЫЙ КЛАПАН ДЛЯ ПЛАЗМЕННЫХ УСКОРИТЕЛЕЙ

В. Г. БАКУТА, инж., Л. Н. КАРПЕНКО,  
В. Н. ЛИТУНОВСКИЙ, кандидаты техн. наук,  
И. Б. ОВЧИННИКОВ, Ю. А. ТКАЧЕНКО, инженеры

Использование быстродействующих импульсных газовых клапанов (ИГК) в установках для плазменных исследований описано в [1, 2]. Улучшение выходных параметров плазменных ускорителей (ПУ) в отдельных режимах невозможно без повышения рабочих параметров ИГК. При стремлении повысить динамические характеристики ИГК значительно возрастают кинетическая энергия клапанной пластины (КП) и ее скорость, объем демпфера, а также механические нагрузки, испытываемые элементами клапана.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

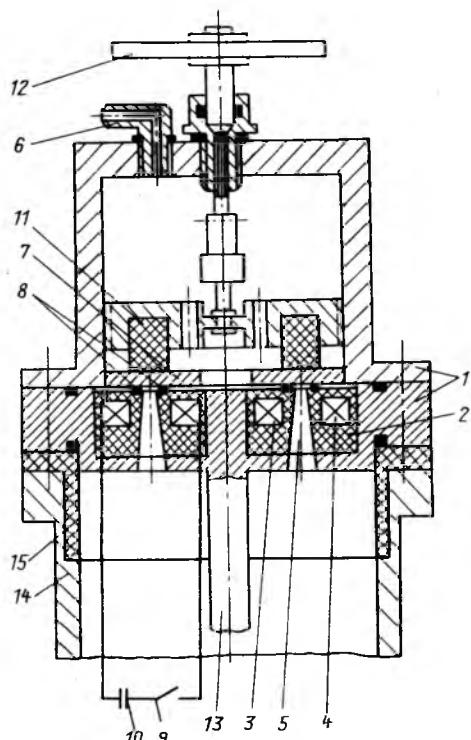


Рис. 1. Конструкция ИГК

ное движение и закрывает клапан при соприкоснении с уплотнениями 8. В конструкции предусмотрен узел 12 регулировки поджатия демпфера. Сам клапан вмонтирован в электродную систему ПУ. На рис. 1 показаны внутренний 13 и наружный 14 электроды ПУ разделенные изолятором 15, в зазор между которыми поступает порция газа при срабатывании клапана.

Стремление минимизировать размеры клапана и одновременно обеспечить улучшение динамических характеристик приводит к значительному возрастанию электродинамических усилий, действующих на элементы клапана. Для правильного выявления "слабых мест" в конструкции, проектирования и создания надежных быстродействующих ИГК, встраиваемых в элементы ПУ с минимальными размерами, необходимо помимо суммарных сил уметь рассчитывать и характер распределения усилий, действующих на элементы конструкции ИГК.

Нами разработаны программы для расчетов на ЭВМ, основанные на многоконтурной схеме замещения [3], которые позволяют наряду с интегральными рассчитывать и дифференциальные характеристики привода клапана (интегральными считаются зависимости от времени суммарных токов и электромагнитных усилий, напряжения на емкости, зависимости хода и скорости от времени; дифференциальными — распределения вдоль координат  $r$  и  $z$  (для катушки и КП) электродинамических объемных сил, плотностей токов, температур и напряжений в любой момент времени).

Достоинством разработанных программ является то, что они позволяют при расчетах учесть особенности реальной конструкции клапана, а именно: учесть наличие (или отсутствие) уплотнительных выступов на подвижном элементе клапана (рис. 2, 3); учесть точное расположение указанных выступов и их геометрические размеры (одновременно двух или любого из них); позволяют рассматривать переходные процессы и распределение объемных сил в конструкциях со сложной двухсекционной катушкой как при согласном, так и при встречном включении указанных секций. На рис. 2—4 представлены результаты расчетов по программам, для различных вариантов исполнения конструкции быстродействующего ИГК. На рис. 2—4 показаны графики распределения плотности тока  $j$ , осевых  $F_z$  и радиальных  $F_r$  объемных электромагнитных усилий, действующих на участки наиболее нагруженного элемента ИГК — его клапанной пластины. Приведены и эпюры распределения усилий. Расчетные результаты даны для момента времени, соответствующего максимуму действующей результирующей электромагнитной силы. Основные параметры, общие для рассматриваемых вариантов, следующие: емкость и рабочее напряжение накопителя энергии привода — 100 мкФ и 2,3 кВ; число витков в каждой катуш-

ке — 3; высота и толщина витка катушки 4 и 1 мм, внутренний радиус катушки 14 мм; зазор между секциями катушки 4 мм; высота, внутренний и наружный радиусы КП, выполненной из дюралюминия, соответственно 1, 17 и 24 мм; противодействующее усилие 250 Н. При расчетах учитывались также характеристики используемых материалов (плотность, удельные электросопротивления, теплоемкость) и другие данные, позволяющие более полно учесть особенности конструкции. Рис. 2 относится к варианту, когда КП имеет два, расположенных симметрично, уплотнительных выступа. Рис. 3 — к вариантам конструкции, когда КП не содержит уплотнительных выступов. Для вариантов, представленных на рис. 2 и 3, включение двух секций катушки согласное, рис. 4 относится к встречному включению секций катушки.

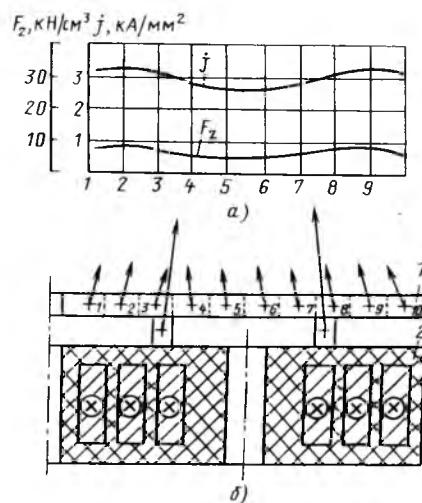


Рис. 2. Распределение объемных электродинамических усилий и плотности тока в КП (КП с уплотнительными выступами, включение секций катушки согласное):  
а — распределение  $F_z$  и  $j$ ; б — расчетная схема и эпюра электромагнитных сил; 1 — клапанная пластина; 2 — катушка клапана

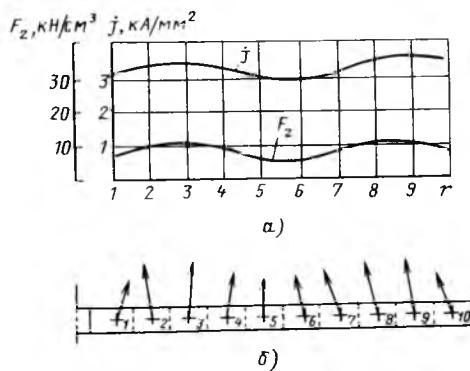


Рис. 3. Распределение объемных электродинамических усилий и плотности тока в КП без уплотнительных выступов при согласном включении секций катушки:  
а — графики  $F_z$  и  $j$ ; б — эпюра электромагнитных сил, действующих на КП

Анализ показывает, что использование двухсекционной катушки при согласном включении секций приводит к более благоприятному равномерному распределению тока и действующих на КП электродинамических усилий (рис. 2, 3); встречное же включение секций приводит к значительному снижению суммарной полезной электромагнитной силы (примерно в три раза) при постоянных параметрах емкостного накопителя энергии. При этом (рис. 4) распределение тока и электродинамических усилий резко неравномерно — с максимумами на внутреннем и наружном краях. Из эпюры распределения усилий видно, что радиальные составляющие сил не способствуют стабилизации подвижного элемента путем радиального растягивания, как это предполагалось. Уплотнительные выступы в рассмотренных конструкциях являются своего рода концентраторами усилий и подвергаются действию значительных объемных электромагнитных сил, причем со значительной радиальной составляющей. По-видимому, выполнение КП с уплотнительными выступами, традиционное для клапанов, не может быть рекомендовано для быстродействующих ИГК с индукционно-динамическим приводом. Расчеты выполнялись для различных режимов эксплуатации ИГК, в частности, и для более "быстрых" при емкости накопителя энергии 12 мкФ и рабочем напряжении 8–10 кВ. Общие закономерности, приведенные выше, сохраняются и в этих режимах.

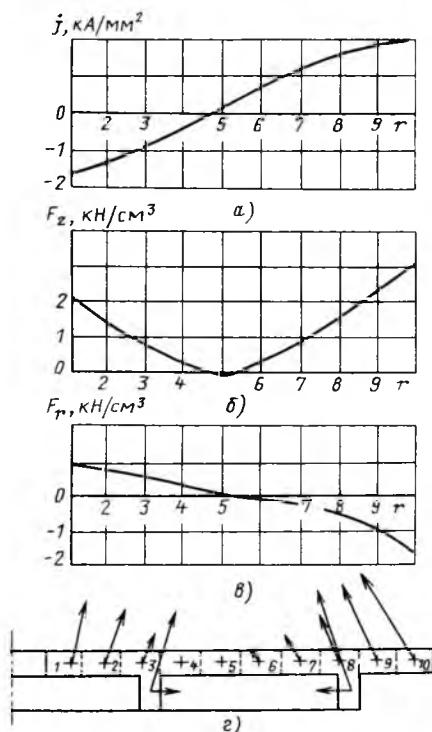


Рис. 4. Распределение объемных электродинамических усилий и плотности тока в КП с уплотнительными выступами при встречном включении секций катушки:  
а, б, в — соответственно, распределение  $j(r)$ ,  $F_z(r)$  и  $F_r(r)$ .

— КП с эпюорой действующих электромагнитных сил

Описанная конструкция быстродействующего ИГК успешно используется при исследованиях на установке с ПУ. Экспериментально подтверждена правильность принятых на основе анализа решений, в частности, отказа от уплотнительных выступов на подвижном элементе клапана, оказавшихся наиболее "слабым" методом конструкции.

Разработанные программы позволяют моделировать процессы для различных модификаций конструкции ИГК с двухсекционной катушкой при различных режимах работы. Это важно для практики, так как при изготовлении ИГК часто приходится принимать решения, связанные, например, с выбором и заменой оптимальных параметров. Разработанные программы позволяют это учесть и оценить (спрогнозировать) последствия таких решений, которые, как правило,казываются на рабочих параметрах готового изделия. Особенно важно, что "слабые места" конструкции выявляются еще на стадии расчетных исследований.

Программы могут быть использованы для анализа процессов в аналогично действующих приводах электрических аппаратов.

#### Список литературы

- Даутер Б. В., Токарев Л. Г. Быстродействующий кольцевой электродинамический клапан // ПТЭ. 1975. № 6. С. 185–187.
- Электродинамический клапан для импульсного выпуска газа / И. М. Золототрубов, В. А. Киселев, Н. М. Рыжов и др. // Физика плазмы. Киев: Изд-во АН УССР. 1969. Вып. 4.
- Булавина Т. Г., Карпенко Л. Н. Расчет осесимметричных полей электромагнитных механизмов с помощью много контурной схемы замещения // Сложные электромагнитные поля и электрические цепи. Уфа: Уфимский авиационный институт. 1985. Вып. 13.

Поступила 13.05.92

УДК 621.3.014.31.025.001.5

## ПОСТОЯННАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ В НАПРЯЖЕНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. А. ПЕДРО, канд. техн. наук

Как известно, при определенных условиях электрическая дуга переменного тока обладает вентильным (выпрямляющим) эффектом, который проявляется в том, что с изменением полярности дуги меняется ее сопротивление, т. е. в один полупериод падение напряжения на дуге выше, чем в другой [1]. Этот эффект особенно ярко выражен в сварочных дугах [2] и может иметь место в сталеплавильных или иных печах, работающих при наличии дуги [3, 4].

Несмотря на то, что существование этого эффекта при электроплавке стали известно давно, механизм его возникновения и развития во многом остается неясным. Большинство авторов [5–7] склоняется к тому, что этот механизм кроется в приэлектродных процессах, не дает четкого объяснения их характера, а также причин изменения вентильного эффекта по ходу того или иного технологического процесса. В то же время, использование вентильного эффекта для изучения и интенсификации электротермических процессов и в том числе для определения стадий электроплавки стали [8–10] требует наиболее полного объяснения его природы.

В качестве примера наличия постоянной составляющей напряжения дуги переменного тока можно рассмотреть процесс получения нормального электрокорунда. Этот процесс заключается в плавке агломерированного боксита совместно с углеродистым восстановителем в трехэлектродной открытой печи с установленной мощностью 10,5 МВ·А при периодическом выпуске из печи расплава корунда, содержащего 93,5–94,5 %  $\text{Al}_2\text{O}_3$ .

В процессе плавки от выпуска до выпуска печь работает в двух режимах: в режиме сопротивления, когда электроды погружены на ту или иную глубину в слой шихты или шлака (расплава корунда), и в режиме с наличием открытой дуги.

Первый режим имеет место на стадии расплавления шихты и получения расплава, второй – на стадии его доводки и перегрева.

После проплавления шихты и уменьшения в процессе нагрева сопротивления расплава электроды для сохранения заданной силы тока постепенно выводятся из расплава. В определенный момент возникает электрическая дуга, длина которой постепенно увеличивается вследствие дальнейшего уменьшения сопротивления расплава. С развитием устойчивого дугового режима в фазных напряжениях появляется постоянная составляющая, значение которой растет, достигая к моменту выпуска максимальной величины – 7–8 % фазного напряжения. Постоянная составляющая ( $U_{\text{п.с.}}$ ) имеет направление от электрода к "земле", т. е. "+" находится на электроде. Это говорит о том, что эмиссия из катодных пятен, когда они находятся на электродах, больше, чем в полупериоды, когда катодные пятна находятся на расплаве.

На стадии доводки расплава подгрузка шихты до ее обрушения ведет к тому, что постоянная составляющая уменьшается или вообще исчезает. Аналогичный эффект вызывает и так называемое "кипение" расплава, возникающее в результате бурного выделения газов при попадании свежей шихты в уже достаточно восстановленный и перегретый расплав. При переключении печного трансформатора на более высокое напряжение при неизменной мощности значение  $U_{\text{п.с.}}$  возрастает.

Выпуск расплава корунда сопровождается незна-

чительным увеличением  $U_{\text{п.с.}}$ , в то время как периодический выпуск ферросилиция, накапливающегося на подите печи, никоим образом не сказывается на постоянной составляющей  $U_{\text{п.с.}}$ . Наличие и характер изменения  $U_{\text{п.с.}}$  в процессе плавки нормального электрокорунда безусловно связаны с горением электрической дуги.

Исходя из известного положения о постоянстве мгновенных значений напряжения дуги переменного тока, наличие постоянной составляющей в напряжении дуги переменного тока можно объяснить разницей этих значений в полупериоды, т. е.

$$U_{\text{п.с.}} = U_{\text{д1}} - U_{\text{д2}}, \quad (1)$$

где  $U_{\text{д1}}$ ,  $U_{\text{д2}}$  – падения напряжения на дуге в соседних полупериодах.

При постоянстве мгновенных значений напряжения для каждого полупериода можно написать

$$U_{\text{д}} = U_{\text{а.к}} + \beta l_{\text{д}},$$

где  $U_{\text{а.к}}$  – сумма катодного и анодного падений напряжения, равная первому потенциалу ионизации паров или газов, в которых горит дуга;  $\beta$  – градиент падения напряжения в столбе дуги;  $l_{\text{д}}$  – длина дуги.

Подставив данное выражение в уравнение (1), получим:

$$U_{\text{п.с.}} = (U_{\text{а.к1}} + \beta_1 l_{\text{д}}) - (U_{\text{а.к2}} + \beta_2 l_{\text{д}}).$$

Индексы 1 и 2 относятся к значениям соответствующих величин в соседних полупериодах.

Поскольку среда, в которой горит дуга, в соседних полупериодах, естественно, не меняется, то  $U_{\text{а.к1}} = U_{\text{а.к2}}$ , и тогда

$$U_{\text{п.с.}} = \beta_1 l_{\text{д}} - \beta_2 l_{\text{д}} = (\beta_1 - \beta_2) l_{\text{д}}. \quad (2)$$

Таким образом, как следует из данного уравнения, значение постоянной составляющей напряжения дуги переменного тока не зависит от этого тока и определяется разницей градиентов напряжения в столбе дуги в соседних полупериодах, а также длиной дуги.

При постоянной внешней нагрузке плотность мощности ( $q$ ) в столбе дуги в оба полупериода можно считать одной и той же, и тогда

$$\beta_1 = q/j_{\text{ст1}} \text{ и } \beta_2 = q/j_{\text{ст2}},$$

где  $j_{\text{ст1}}$  и  $j_{\text{ст2}}$  – плотности токов в столбе дуги в соседних полупериодах.

Отсюда следует, что градиент напряжения в столбе дуги и само падение напряжения на ней будут меньше в полупериод, когда плотность тока в столбе дуги будет больше.

Подставив данные выражения градиентов напряжения в столбе дуги в уравнение (2), получим:

$$U_{\text{п.с.}} = \left[ \frac{q}{j_{\text{ст1}}} - \frac{q}{j_{\text{ст2}}} \right] l_{\text{д.}} = q \left[ \frac{1}{j_{\text{ст1}}} - \frac{1}{j_{\text{ст2}}} \right] l_{\text{д.}} \quad (3)$$

Плотность тока столба дуги пропорциональна плотности тока электронной эмиссии ( $j_e$ ) из катодного пятна электрода —  $j_{\text{ст}} = kj_e$ , где  $k$  — коэффициент пропорциональности. Поэтому уравнение (3) можно представить в виде

$$U_{\text{п.с.}} = \frac{q}{k} \left[ \frac{1}{j_{e1}} - \frac{1}{j_{e2}} \right] l_{\text{д.}} \quad (4)$$

Таким образом, из уравнения (4) следует, что значение постоянной составляющей дуги переменного тока так же, как и мгновенное значение напряжения, не зависит от тока и определяется только плотностью эмиссионных токов и длиной дуги. Направление постоянной составляющей — от электрода с большей плотностью эмиссионного тока к электроду с меньшей.

Разная плотность эмиссионного тока в полупериоде может быть следствием разной температуры катодных пятен на электродах и разной работы выхода электронов из них в случае термоэлектронной эмиссии и разной напряженности электрического поля в прикатодных областях в случае эмиссии автоэлектронной.

Печную дугу определяют как термоэлектронную, полагая, что ток в основном поддерживается термоэлектронной эмиссией [2]. В этом случае плотность термоэмиссионного тока, как известно, определяется уравнением Ричардсона—Дэшмана

$$j_{e\text{т.}} = AT_e^2 \frac{W_0}{RT},$$

где  $j_{e\text{т.}}$  — плотность тока термоэмиссии,  $\text{A}/\text{см}^2$ ;  $T$  — абсолютная температура катодного пятна,  $\text{K}$ ;  $A$  — постоянный коэффициент, зависящий от материала катода,  $\text{A}/(\text{см}^2 \cdot \text{К}^2)$ ;  $R$  — постоянная Больцмана,  $8,62 \cdot 10^{-5}$ ,  $\text{эВ}/\text{К}$ ;  $W_0$  — работа выхода электронов из материала катода,  $\text{эВ}$ .

Поскольку работа выхода электронов из расплава  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и углеродистого электрода одинакова и равна 4,7 эВ, то наличие постоянной составляющей в напряжении в приводимом примере можно объяснить только тем, что температура катодного пятна на расплаве в результате конвективного тепло- и массообмена меньше, чем температура катодного пятна на твердом электроде. (По некоторым данным работа выхода электронов из углерода — 4,39 эВ, что еще больше должно увеличить разницу между падениями напряжения на дуге в полупериоды).

Поскольку доводка расплава корунда сопровождается увеличением содержания в нем  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , то изменение значения  $U_{\text{п.с.}}$  в процессе плавки может быть представлено в зависимости от этого

содержания (рис. 1). Как видно из рис. 1, при одном и том же напряжении на выводах печного трансформатора меньшему значению тока в электроде соответствует большее значение  $U_{\text{п.с.}}$ , что объясняется большей длиной дуги в этом случае.

В процессе дальнейшего перегрева расплава для придания ему необходимой жидкотекучести постоянная составляющая начинает уменьшаться, так как несмотря на продолжающееся вследствие падения сопротивления расплава увеличение длины дуги уменьшается разность плотностей эмиссионных токов из расплава и электрода, т. е.

$$\left[ \frac{1}{j_{e\text{т1}}} - \frac{1}{j_{e\text{т2}}} \right] \rightarrow 0. \quad \text{И в этом случае меньшим}$$

значениям тока будут соответствовать большие

значения  $U_{\text{п.с.}}$ , а на рис. 2 уменьшится угол наклона прямой, отражающей зависимость  $U_{\text{п.с.}}$  от тока.

В конце концов при  $(\beta_1 - \beta_2) = 0$  кривые зависимости  $U_{\text{п.с.}}$  от содержания  $\text{Al}_2\text{O}_3$  в расплаве должны сойтись на оси абсцисс. Однако, как видно из рис. 1, это происходит при некотором значении  $U_{\text{п.с.}}$  в точке  $C$ , в которой значение  $U_{\text{п.с.}}$  остается постоянным при любом токе (прямая  $\mathcal{Z}$  на рис. 2).

Если и дальше греть расплав, то зависимости  $U_{\text{п.с.}}$  от содержания  $\text{Al}_2\text{O}_3$  в расплаве будут опять расходиться, причем уже большим значениям тока будут соответствовать большие значения  $U_{\text{п.с.}}$ , а на

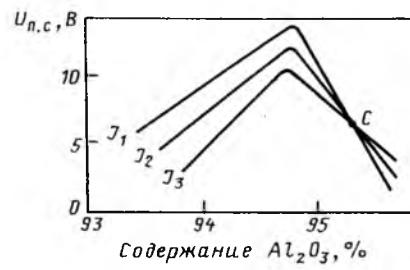


Рис. 1. Зависимость постоянной составляющей напряжения от содержания  $\text{Al}_2\text{O}_3$  в расплаве при разных токах электрода:  $J_1 < J_2 < J_3$  ( $U = 203$  В)

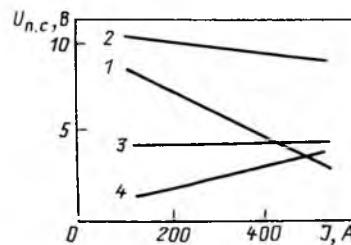


Рис. 2. Зависимость постоянной составляющей напряжения от тока на высокой стороне печного трансформатора:

1 — содержание  $\text{Al}_2\text{O}_3$  в расплаве 93,5 %; 2 — 94,5 %; 3 — 95,5 %; 4 — 96,0 %

рис. 2 угол наклона зависимости  $U_{\text{п.с}}$  от тока становится положительным.

Такой характер изменения значения  $U_{\text{п.с}}$  возможен только при появлении в напряжении дуги еще одной составляющей, но с противоположным знаком, т. е. имеющей направление от расплава к электроду. Наличие такой составляющей можно объяснить, если вновь обратиться к дуге постоянного тока.

Известно, что статическая характеристика дуги постоянного тока не всегда имеет падающий характер. Отмечены случаи, когда уменьшающееся с увеличением тока падение напряжения на дуге с некоторого значения этого тока начинало возрастать. Это характерно для горения так называемых дуг высокой интенсивности [1]. Четкого объяснения этому факту в настоящее время нет, однако есть предположение, что это возрастание напряжения связано с испарением электродов. Действительно, с началом испарения вблизи поверхности катода образуется тонкий слой пара материала катода при относительно высоком давлении. Средняя длина свободного пробега электронов становится при этом весьма малой, отсюда будет меньше и протяженность области катодного падения напряжения. В этом случае напряженность электрического поля внутри этой области может быть вполне достаточной для возникновения автоэлектронной эмиссии. Падение напряжения в дуге, горение которой поддерживается автоэлектронной эмиссией, описывается уравнением

$$U_d = U_{\text{а.к}} - U_e + \beta l_d = U_{\text{а.к}} - U_e + \frac{q}{j_{e\alpha}} l_d,$$

где  $U_e$  — величина, пропорциональная работе выхода электронов;  $j_{e\alpha}$  — плотность автоэлектронной эмиссии, равная

$$j_{e\alpha} = A_2 E_k^2 e^{-\frac{B}{E_k}},$$

где  $E_k$  — напряженность электрического поля в прикатодной области;  $A_2$  и  $B$  — коэффициенты, зависящие от материала катода, чистоты и шероховатости его поверхности.

В свою очередь,

$$E_k = 4U_{\text{а.к}}/3\lambda,$$

где  $\lambda$  — длина свободного пробега электрона, зависящая от интенсивности кипения материала в катодном пятне.

При неизменных условиях дуги  $\lambda = \text{const}$ , и так как  $U_{\text{а.к}} = \text{const}$ , то в этом случае  $E_k = \text{const}$ ;

$$j_{e\alpha} = f(E_k) = \text{const}; \beta = j_{e\alpha} \rho = \text{const}.$$

С увеличением тока дуги увеличивается интенсивность испарения материала катода, вследствие

чего уменьшается длина свободного пробега электронов  $\lambda$ . Это вызовет, соответственно, рост плотности  $j_{e\alpha}$  и  $\beta$  и, в конечном итоге, рост падения напряжения на дуге.

Печные дуги можно считать сверхинтенсивными, поскольку токи в них в сотни раз превышают токи высокоинтенсивных прожекторных дуг. Поэтому испарение, по крайней мере одного из катодов, особенно если им является расплав, весьма вероятно. Отсюда следует, что мощную дугу в электропечи нельзя считать чисто термической: эмиссия электронов вызвана в ней не только тепловым движением электронов, но и высокой напряженностью электрического поля в прикатодной области одного или обоих электродов. Если интенсивность испарения материала катода в течение полупериода практически не меняется, то не меняются и длина свободного пробега электронов и напряженность электрического поля в прикатодной области. Отсюда следует вывод, что градиент напряжения дуги переменного тока, горение которой обусловлено автоэлектронной эмиссией, не зависит от тока.

Горение дуги переменного тока, обусловленной автоэлектронной эмиссией, тоже может сопровождаться наличием в напряжении постоянной составляющей, появление которой так же, как и при термоэлектронной эмиссии, обусловлено разной плотностью тока в столбе дуги в соседних полупериодах, а также разной работой выхода электронов:

$$\begin{aligned} U_{\text{п.с}} &= \left[ U_{\text{а.к1}} - U_{e1} + \frac{q}{kj_{e\alpha 1}} l_d \right] - \\ &- \left[ U_{\text{а.к2}} - U_{e2} + \frac{q}{kj_{e\alpha 2}} l_d \right] = \\ &= -(U_{e1} - U_{e2}) + \left[ \frac{q}{kj_{e\alpha 1}} - \frac{q}{kj_{e\alpha 2}} \right] l_d, \end{aligned}$$

где  $j_{e\alpha 1}, j_{e\alpha 2}$  — плотности токов автоэлектронной эмиссии в соседних полупериодах.

Различие в плотностях тока может быть следствием разных температур или интенсивностей кипения материалов электродов. Положительный полюс в этом случае устанавливается на электроде, который кипит или испаряется более интенсивно.

В случае, когда при горении дуги имеют место оба вида электронной эмиссии, характер и значение суммарной постоянной составляющей напряжения будут определяться разницей плотностей эмиссионных токов в соседних полупериодах

$$U_{\text{п.с}} = \frac{q}{k} \left[ \frac{1}{j_{e1}} - \frac{1}{j_{e2}} \right] l_d - (U_{e1} - U_{e2}),$$

где

$$j_{e1} = A_3(T_1 + C_1 E_{k1}) e^{-\frac{B_1}{T_1 + C_1 E_{k1}}};$$
$$j_{e2} = A_4(T_2 + C_2 E_{k2}) e^{-\frac{B_2}{T_2 + C_2 E_{k2}}};$$

Коэффициенты  $A_3$ ,  $A_4$ ,  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$  зависят от материалов, между которыми горит дуга.

Именно случай совместного существования обоих видов электронной эмиссии и имеет место на завершающей стадии доводки расплава, когда начинает испаряться глинозем. Направление возникающей при этом постоянной составляющей напряжения будет от расплава к электроду, т. е. встречно составляющей  $U_{n.c}$  вызванной термоэлектронной эмиссией. Если бы существование  $U_{n.c}$  было обусловлено только разными плотностями автоэлектронной эмиссии, то так же, как и при термоэлектронной эмиссии, большее значение  $U_{n.c}$  соответствовало бы меньшему току в электроде.

При наличии обоих видов электронной эмиссии в тот момент, когда разница плотностей термоэмиссионных токов в соседних полупериодах станет равна разнице плотностей токов автоэлектронной эмиссии, т. е.

$$j_{et1} - j_{et2} = j_{ea1} - j_{ea2},$$

то значение  $U_{n.c}$  будет независимым от длины дуги

$$U_{n.c} = -(U_{e1} - U_{e2}).$$

Так как испарение углеродистого электрода в данном случае очень мало, то автоэлектронная эмиссия имеет место только в полупериод, когда катод находится на расплаве. Поэтому в полупериод, когда катодом является электрод, величина, пропорциональная работе выхода электронов из углерода (допустим, что это  $U_{e2}$ ), не должна вычитаться из общего падения напряжения на дуге, т. е.  $U_{n.c} = U_{e1}$  при любой длине дуги. Это и имеет место в точке  $C$ .

Дальнейшее повышение температуры расплава ведет к развитию автоэлектронной эмиссии, так как растет интенсивность испарения глинозема. Это сопровождается уменьшением длины свободного пробега электронов при соответствующем росте  $E_{k.e}$ ,  $j_{ea}$ ,  $\beta$  в полупериод, когда катод находится на расплаве. Зависимости  $U_{n.c}$  от содержания  $Al_2O_3$  в расплаве при разных токах в электроде начинают расходиться (рис. 1), а наклон зависимости  $U_{n.c}$  от тока меняет знак (рис. 2).

## Выводы

1. При неизменных условиях горения электрической дуги переменного тока плотность тока в столбе дуги и удельное электрическое сопротивление столба дуги так же, как и градиент напряжения в нем, величины постоянные и не зависят от тока.

2. Наличие постоянной составляющей напряжения дуги переменного тока зависит от характера электронной эмиссии из катодных пятен электродов, между которыми она горит.

В случае, когда горение дуги поддерживается только термоэлектронной эмиссией, наличие постоянной составляющей вызвано разной плотностью термоэмиссионного тока в соседних полупериодах в результате разной температуры катодных пятен на электродах или в результате разной работы выхода электронов из материала электродов, или, наконец, при существовании обоих факторов одновременно.

Наличие постоянной составляющей в напряжении дуги переменного тока, горение которой обусловлено автоэлектронной эмиссией, является следствием не только разных плотностей токов автоэлектронной эмиссии, но и разных работ выхода электронов из материала электродов. Автоэлектронная эмиссия возникает в случае, когда имеет место испарение одного из электродов. Именно существованием автоэлектронной эмиссии и объясняется возрастающая характеристика дуги постоянного тока.

При существовании обоих видов эмиссии значение постоянной составляющей напряжения дуги зависит от разницы плотностей общего эмиссионного тока в соседних полупериодах.

## Список литературы

1. Электрические промышленные печи: дуговые печи и установки специального нагрева / Под ред. А. Д. Свенчанского. М.: Энергоиздат, 1981.
2. Сисоян Г. А. Электрическая дуга в электрической печи. М.: Металлургия, 1974.
3. Никольский В. Н. Выпрямляющее действие дуги трехфазной сталеплавильной печи // Сталь. 1951. № 11. С. 34–37.
4. Рулев В. А., Михайлова А. Е., Плуготаренко В. Ф. Влияние технологических факторов на процесс плавления скрапа в большегрузных дуговых печах повышенной мощности // Высокотемпературные электропечи и новая технология производства стали. М.: Металлургия, 1981. С. 13–16.
5. Лесков Г. И. Электрическая сварочная дуга. М.: Машиностроение, 1969.
6. Марков Н. А. Электрические цепи и режимы дуговых электропечных установок. М.: Энергия, 1975.
7. Сергеев П. В. Энергетические закономерности руднотермических электропечей, электролиза и электрической дуги. Алма-Ата: Изд-во АН Каз.ССР, 1963.
8. Ефромович Ю. Е. Оптимальные электрические режимы дуговых сталеплавильных печей. М.: Металлургиздат, 1956.

9. А. с. 851798 СССР. Устройство для управления электрическим режимом дуговой электропечи / В. И. Дрогин, В. Н. Курлыкин, В. Г. Мишаков // Открытия. Изобретения. 1981. № 28.

10. Педро А. А., Степанова Н. Л. Использование постоянной составляющей фазного напряжения в качестве характеристики состояния расплава нормального электрокорунда // Исследование электротермических установок. Чебоксары: ЧГУ. 1986. С. 39—42.

Поступила 21.04.92

УДК 621.316.76:621.313

## ОПТИМАЛЬНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ СВАРОЧНОГО ТОКА ОДНОФАЗНЫХ МАШИН КОНТАКТНОЙ СВАРКИ

А. Г. ЛИВШИЦ, В. И. ШЕРЕВЕРОВ, кандидаты техн. наук

Сварочный ток является одним из основных параметров процесса при контактной сварке. В настоящее время резко возросли требования к соблюдению технологического режима сварки, что наряду с усложнением сварочной циклограммы, требующей изменения сварочного тока в процессе сварки по определенному закону и с учетом малой длительности самого процесса контактной сварки, которая может составлять лишь несколько периодов промышленной частоты, делает создание оптимальных регуляторов сварочного тока актуальным.

Под сварочным током при контактной сварке понимают его действующее за период значение. Диапазон фазового регулирования лежит в пределах от 50 до 100 %, что регламентируется ГОСТ 297-80. В дальнейшем рассмотрении эквивалентную схему силовой части сварочной машины представим в виде последовательного соединения пары встречно-параллельно включенных тиристоров и  $RL$  нагрузки с неизвестным заранее коэффициентом мощности  $\cos \varphi$ .

Исходя из эквивалентной схемы, регулировочные характеристики сварочной машины

$$I = f(\alpha, \theta) \quad (1)$$

могут быть определены из соотношения

$$I = \sqrt{\frac{\theta}{\pi} - \frac{\sin(2\alpha + \theta + \varphi)}{\pi \cos \varphi}}, \quad (2)$$

где  $I$  — относительное значение сварочного тока, пронормированное по отношению к максимальному (полнофазному) току;  $\alpha$  и  $\theta$  — соответственно углы включения и проводимости тиристоров прерывате-

ля сварочного тока;  $\varphi$  — угол сдвига между током и напряжением в нагрузке на основной частоте.

Для углов  $\alpha$  и  $\theta$  можно написать следующие уравнения связи:

$$\alpha = \varphi + \arctg \frac{\sin \theta}{\exp(-\theta \operatorname{ctg} \varphi) - \cos \theta} \quad (3a)$$

$$\text{при } \arctg \frac{\sin \theta}{\exp(-\theta \operatorname{ctg} \varphi) - \cos \theta} \geq 0;$$

$$\alpha = \pi + \varphi + \arctg \frac{\sin \theta}{\exp(-\theta \operatorname{ctg} \varphi) - \cos \theta} \quad (3b)$$

$$\text{при } \arctg \frac{\sin \theta}{\exp(-\theta \operatorname{ctg} \varphi) - \cos \theta} < 0.$$

С учетом уравнений (3a), (3b) и (2) получим регулировочные характеристики сварочной машины в виде зависимости (1). Соответствующее (1) семейство регулировочных характеристик приведено на рис. 1.

Построение оптимального регулятора сварочного тока возможно лишь при адекватном описании семейства регулировочных характеристик. Такое описание принципиально осуществимо в случае определения параметров конкретной нагрузки, что, в свою очередь, требует измерения  $\alpha$  и  $\theta$ . Например, в описываемом в [1] регуляторе регулировочные характеристики в виде (1) хранятся в запоминающем устройстве ЭВМ, что требует его большого объема. В [2] зависимости  $\cos \varphi = f(\alpha, \theta)$  аппроксимируются полиномом. Оба эти варианта требуют, по крайней мере, достаточно точного измерения в каждом такте регулирования угла  $\theta$ . В [3] при построении замкнутого по току регулятора семейство регулировочных характеристик непосредственно не описывается, а параметры линеаризованной регулировочной характеристики вычисляются путем измерения величин  $I$  и  $\alpha$  в двух соседних периодах, что снижает быстродействие регулятора и увеличивает его динамические ошибки.

Для построения оптимального регулятора нами предлагается подход, состоящий в следующем.

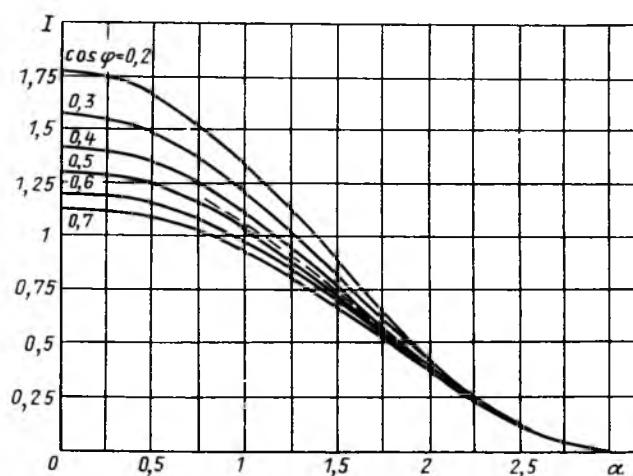


Рис. 1

Уравнение (1) семейства регулировочных характеристик заменяется на приближенное равенство

$$I \approx f^0(\alpha) f^2(\cos \varphi). \quad (4)$$

Зависимость  $I^0 \approx f^0(\alpha)$  назовем обобщенной регулировочной характеристикой. По существу такой подход уже использовался нами при построении регулятора с автоматической настройкой на коэффициент мощности [4].

На рис. 1 регулировочные характеристики представлены во всем диапазоне изменения углов включения тиристоров от 0 до  $\pi$ . Рабочая зона тиристорного прерывателя лежит ниже прямой  $I = 1$ , что соответствует выполнению условия  $\alpha > \varphi$ . Вид семейства регулировочных характеристик позволяет предположить, что использование для их аппроксимации уравнения (4) дает возможность их достаточно точно описания и построения на его основе относительно простого в реализации и эффективного регулятора сварочного тока.

В соответствии с (4) астатический регулятор описывается выражением

$$\alpha_{i+1} = F^0 \left[ f^0(\alpha_i) \frac{I^0}{I_i} \right], \quad (5)$$

где  $\alpha_{i+1}$  и  $\alpha_i$  — углы включения в  $(i+1)$ -м и  $i$ -м такте управления;  $I^0$  и  $I_i$  — абсолютные значения заданного тока и тока в  $i$ -м такте управления;  $F^0(I^0)$  — функция, обратная  $f^0(\alpha)$ .

Таким образом, для реализации регулятора требуется знание обобщенной регулировочной характеристики

$$I^0 = f^0(1)(\alpha) \quad (6)$$

и обратной ей зависимости

$$\alpha = F^0(I^0). \quad (7)$$

Параметры конкретной нагрузки в этом случае в закон управления (5) не входят;  $I^0$  является относительным значением тока, поэтому (6) определяется с точностью до произвольного постоянного

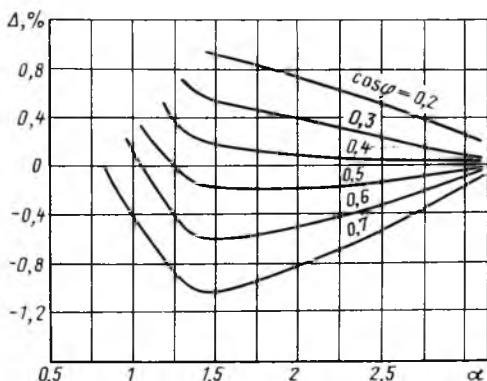


Рис. 2  
Вологодская областная универсальная научная библиотека  
www.booksite.ru

коэффициента. Стратегия поиска обобщенной регулировочной характеристики приводится ниже.

Одним из распространенных вариантов регулятора для машин контактной сварки является разомкнутый по току регулятор, компенсирующий колебания напряжения сети. В этом случае регулируется лишь относительное отклонение сварочного тока при колебаниях сетевого напряжения в пределах от 0,9 до 1,05 номинального значения. Поскольку в соответствии с (4) неизвестный, но фиксированный  $\cos \varphi$  не изменяет этого относительного отклонения, а сварочный ток пропорционален напряжению сети, выражение (5) позволяет получить закон управления для такого регулятора

$$\alpha_{i+1} = F \left[ \frac{I^0}{U_{ci}} \right], \quad (8)$$

где  $I^0$  — заданное по обобщенной характеристике относительное значение тока при минимальном напряжении сети;  $U_{ci}$  — относительное, пронормированное по отношению к минимальному значению напряжение сети в  $i$ -м такте управления.

Таким образом, (8) дает возможность определить зависимость по критерию обеспечения минимальных ошибок компенсации во всем диапазоне изменения параметров нагрузки и относительных значений тока:

$$\alpha = F(I^0). \quad (9)$$

Зависимость  $F(I^0)$  не совпадает с  $F^0(I^0)$ , полученной по критерию обеспечения при тех же условиях минимальных динамических ошибок, однако, как будет показано ниже, такая замена позволит получить удовлетворительные результаты.

Поскольку такой параметр регулировочной характеристики как  $\frac{dI}{d\alpha}$  монотонно изменяется как при изменении  $\alpha$ , так и  $\cos \varphi$ , то задача поиска (9) сводится к нахождению такой зависимости, которая бы обеспечила равные и противоположные по знаку значения относительных ошибок компенсации тока для крайних коэффициентов мощности 0,2 и 0,7 при максимальных отклонениях напряжения питающей сети (0,9 от номинального значения).

На основании этого численными методами была получена зависимость (9), обратная функция которой  $f^0(\alpha)$  и представляет собой обобщенную регулировочную характеристику. На рис. 1 она показана пунктирной линией. На рис. 2 приведены полученные ошибки компенсации для случая уменьшения сетевого напряжения до 0,9 номинального значения. Уменьшение абсолютных значений ошибки при переходе точки  $\alpha = 1,37$ , соответствующей значению  $\varphi = \arccos 0,2$ , объясняется снижением после этого значения диапазона рабо-

ших коэффициентов мощности, что превалирует над тенденцией увеличения ошибки при уменьшении  $\alpha$ . Этим же объясняется некоторое отклонение вниз в этой же зоне обобщенной регулировочной характеристики на рис. 1.

Теперь появилась возможность оценить динамические ошибки регулятора (5). Сделаем это для худшего случая, когда  $\frac{I^2_3}{I^2_1} = 2$  при коэффициенте мощности цепи нагрузки, равном 0,2 либо 0,7. Полученные для этого случая значения относительных ошибок регулирования не превышают 4 %.

Проанализируем теперь устойчивость полученного регулятора, для чего запишем уравнение для ошибки регулирования  $\Delta I$

$$\frac{\Delta I_{i+1}}{\Delta I_i} = 1 - \frac{\frac{f(\alpha_i) - f(\alpha_{i+1})}{f(\alpha_i)}}{\frac{r(\alpha_i; \cos \varphi) - r(\alpha_{i+1}; \cos \varphi)}{r(\alpha_i; \cos \varphi)}}, \quad (10)$$

где  $r(\alpha; \cos \varphi)$  — регулировочная характеристика для нагрузки с некоторым значением коэффициента мощности.

Уравнение (10) может быть преобразовано к виду

$$\Delta I_{i+1} - \Delta I_i(1 - Q) = 0, \quad (11)$$

где

$$Q = M/N; N = N(\alpha_i; \alpha_{i+1}); \\ M = M(\alpha_i; \alpha_{i+1}; \cos \varphi).$$

Значение  $Q$ , как показал численный анализ, во всем диапазоне сочетаний  $\alpha_i$ ,  $\alpha_{i+1}$  и  $\cos \varphi$  колеблется в пределах от 0,94 до 1,06, что позволяет, например, на основании критерия Венгжина–Видаля [5] говорить об асимптотической устойчивости регулятора (5). Конкретный характер переходного процесса при регулировании будет зависеть от значения  $Q$  для конкретной нагрузки.

Для анализа поведения регулятора в "малом" приведем уравнение (11) к виду

$$\Delta I_{i+1} - \Delta I_i(1 - P) = 0, \quad (12)$$

где  $P = G^0/G$  — функция  $\alpha$  и  $\varphi$ , представляющая собой отношение  $dI/d\alpha$  обобщенной регулировочной характеристики к аналогичному параметру регулировочной характеристики конкретной нагрузки. Поскольку, как утверждалось ранее, этот параметр монотонно изменяется от  $\cos \varphi$ , можно утверждать, что для высоких коэффициентов мощности переходный процесс будет иметь апериодический характер, а для низких — колебательный. В средней зоне возможны оба вида в зависимости от значения  $\alpha$ .

## Выводы

1. Предлагаемый астатический регулятор сварочного тока обеспечивает малые динамические ошибки во всем рабочем диапазоне изменения коэффициента мощности и относительных значений тока нагрузки.

2. Полученная обобщенная регулировочная характеристика пригодна для создания системы компенсации колебаний сетевого напряжения с малыми ошибками компенсации.

3. Использование обобщенной регулировочной характеристики упрощает реализацию регулятора за счет сокращения объема хранимой в системе информации об объекте.

## Список литературы

- Pat. 4493040 USA. Apparatus and method of phase control for resistance welding and of her resistive-inductive load / Peter W. Vanderbeest.
- А. с. 1355409 СССР. Способ стабилизации сварочного тока при контактной сварке с тиристорным управлением / Ф. А. Аксельрод и др. // Открытия. Изобретения. 1987, № 44.
- Анищенко В. А. Алгоритм адаптивного цифрового регулирования контактной сварки током промышленной частоты // Тр. ИЭС им. Е. О. Патона. 1988.
- Лившиц А. Г. Нелинейная аппроксимация регулировочных характеристик сварочной машины для компенсации колебаний сетевого напряжения // Электротехника. 1988, № 8.
- Видаль П. Нелинейные импульсные системы. М.: Энергия, 1974.

Поступила 31.03.92

## ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

УДК 621.318.001.5.

### ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В. В. КРОХИН, В. К. НОВИКОВ, кандидаты техн. наук

Широкое использование магнитных материалов (ММ) обусловливает необходимость знания их характеристик и параметров. Важное значение имеют свойства ММ, проявляемые ими в статических режимах перемагничивания. Целый ряд ГОСТ предусматривает измерение статических

магнитных параметров. Для этих целей используются различные методы [1, 2], общим для которых является принудительное обеспечение нулевой

скорости изменения магнитной индукции  $\bar{B}(t)$  (или напряженности поля) и измерение магнитных величин по окончании переходного процесса, т. е. при  $dH/dt = 0$  ( $dB/dt = 0$ ). Длительность этого процесса является важной величиной, определяющей быстродействие методов измерения статических характеристик. В связи с этим в статье рассматриваются переходные процессы при измерении точек основной статической магнитной характеристики — петли гистерезиса.

В ходе экспериментальных исследований образец ММ периодически перемагничивался от  $+B_m$

до  $-B_m$  и наоборот сигналом  $\bar{B}(t)$ , на отдельных участках которого специальными итерационными методами обеспечивалось выполнение условия  $\bar{B}(t_1 - t_2) = 0$  с точностью  $\bar{B}(t_1 - t_2)/\bar{B}_m < (0,05 - 0,1)\%$  (рис. 1). Длительность этих фрагментов  $t_\phi$  выбиралась достаточной для окончания переходного процесса на соответствующем участке кривой  $H(t)$ . Формирование требуемого сигнала, перемагничивание образца ММ и измерение магнитных величин осуществлялись при помощи автоматизированного магнитоизмерительного комплекса АМК-С-02, работающего под управлением микроЭВМ ДВК-3. Комплекс разработан и изготовлен во ВНИПТИЗМ (г. Владимир), аттестован как образцовое средство III разряда. Временные параметры измерялись при помощи осциллографа.

Длительность спада сигнала  $\bar{B}(t)$  (перед началом фрагмента) не превышала 70 мкс, что существенно меньше длительности применявшихся фрагментов. Поэтому его влияние не учитывалось.

Установлено, что перемагничивание образца ММ под действием первой части сигнала (до момента времени  $t_1$ ) совпадает с перемагничиванием сигналов прямоугольной формы (без фрагментов) с частотой (полученной из равенства вольт-секундных площадей сигналов), которую

назовем истинной

$$f_i = f/(1 - 2t_\phi f). \quad (1)$$

Реальную частоту перемагничивающего сигнала  $f = 1/T$  далее будем называть физической. Чем больше длительность фрагмента  $t_\phi$  при неизменной физической частоте, т. е. чем выше истинная частота, тем сильнее отличается динамическая кривая, по которой перемагничивается ММ до начала фрагмента, от статической петли гистерезиса. Соответственно увеличивается перепад напряженности поля, монотонно затухающего от динамического до статического значения. Характер этого затухания не зависит от положения фрагмента, т. е. не зависит от достигаемого значения магнитной индукции. Длительность же переходного процесса  $\tau$  зависит от нее самым сильным образом. Вид функций  $\tau(B)$  для образцов из электротехнических сталей марок 2112 (толщина 0,5 мм) и 3415 (толщина 0,35 мм) показан на рис. 2 *a, b*. Они соответствуют восходящему участку петли гистерезиса. Аналогичные кривые для нисходящей ветви получаются путем зеркального отражения относительно вертикальной оси. Характер зависимости  $\tau(B)$  сохраняется для всех исследовавшихся сталей и прецизионных сплавов (с толщиной более 0,1 мм). Отличия есть лишь в деталях. Так, для некоторых материалов возрастающий участок кривой  $\tau(B)$  близок к линейному (рис. 2, *b*), у других — существенно нелинейен (рис. 2, *a*).

Из полученных данных следует, что длительность переходного процесса зависит от истинной частоты перемагничивающего сигнала. С ее ростом значения  $\tau$  уменьшаются у всех исследовавшихся ММ. Длительности  $\tau$ , измеренные при фиксированной истинной частоте, но при различных амплитудах магнитной индукции, отличаются друг от друга. Характер зависимости  $\tau(B_m)$  не однозначный. У большинства ММ с ростом  $B_m$  значения  $\tau$  уменьшаются (рис. 2, *b*). Правда, величина их изменения у различных ММ существенно различается: у одних она составляет десятки процентов, у других — сравнима с погрешностью эксперимента. С ростом амплитуды  $B_m$  происходят некоторое смещение максимума зависимости  $\tau(B)$  в сторону меньших значений  $B$  и увеличение участка, на котором она убывает.

Таким образом, длительность переходного процесса напряженности поля при измерении статических магнитных характеристик зависит от измеряемой статической магнитной индукции, амплитуды индукции, физической частоты и длительности фрагмента.

Аналогичные исследования перемагничивания ММ сигналом  $H(t)$  с фрагментами, на которых скорость  $dH/dt = 0$ , показали, что максимальная

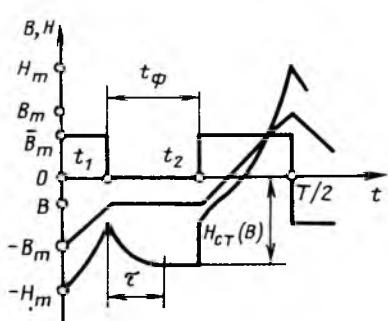


Рис. 1. Кривые перемагничивания ММ  $B(t)$ ,  $H(t)$ ,  $B(t)$

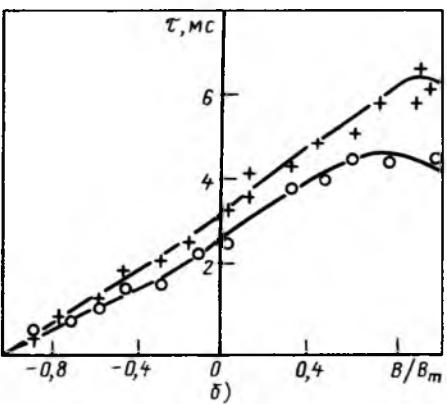
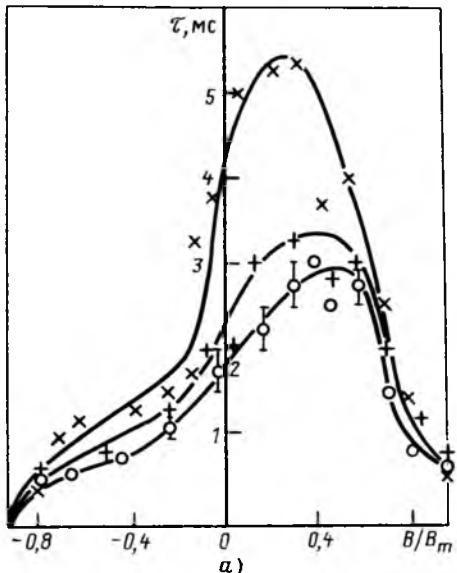


Рис. 2. Зависимости длительности переходного процесса  $T$  от индукции  $B$ :

$a$  — сталь 2112,  $d = 0,5$  мм,  $B_m = 1$  т;

● —  $f = 100$  Гц;  $t_\phi = 3$  мс,  $f_i = 250$  Гц;

+ —  $f = 50$  Гц;  $t_\phi = 7$  мс,  $f_i = 167$  Гц;

$\times$  —  $f = 32$  Гц;  $t_\phi = 10$  мс,  $f_i = 90$  Гц;

$b$  — сталь 3415,  $d = 0,35$  мм;

$f = 50$  Гц;  $t_\phi = 7$  мс,  $f_i = 167$  Гц;

● —  $B_m = 1$  т, + —  $B_m = 0,5$  т

длительность переходного процесса  $\tilde{B}(t)$  существенно (на порядок) больше, чем в рассмотренном режиме. Поэтому данный случай в статье не рассматривается.

Для объяснения полученных результатов целесообразно использовать хорошо зарекомендовав-

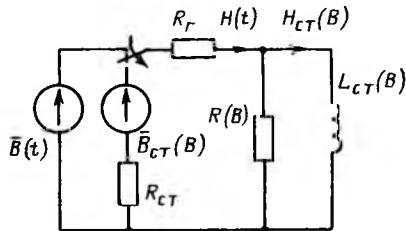


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения образца ММ

шее себя уравнение динамического состояния [3, 4]

$$H(t) = H_{ct}(B) + \frac{dB/dt}{R(B)} \quad (2)$$

и описываемую им схему замещения ММ (рис. 3). Статические характеристики ММ представляются петлей гистерезиса  $H_{ct}(B)$ . Динамические свойства,

зависящие от состояния доменной структуры, описываются [4] приведенным динамическим сопротивлением  $R(B) = R_0 F(B)$ . Механизм, ответственный за диссипацию энергии при перемагничивании, определяется видом функции  $F(B)$ . Для рассматриваемых проводящих ММ доминирующим является влияние вихревых токов, поэтому [3, 4]

$$F(B) = 1/(1 \pm B/B_m), \quad (3)$$

где "+" — для восходящей ветви петли гистерезиса, а "-" для нисходящей.

Начальное значение  $R_0$  сопротивления  $R(B)$  пропорционально среднему размеру доменов в ММ [4] и, следовательно, зависит от параметров перемагничивающего сигнала. В [5] показано, что для использующихся на практике диапазонов изменения частоты и амплитуды магнитной индукции

$$R_0 = R f_i^N B_m^A, \quad (4)$$

где  $R$  — коэффициент, постоянный при заданном законе изменения  $\bar{B}(t)$ .

Диапазон изменения показателей  $N$  и  $A$ , а также их наиболее характерные значения  $\bar{N}$  и  $\bar{A}$  приведены в таблице.

Эквивалентная схема замещения образца ММ при измерении статических магнитных характеристик показана на рис. 3. Приведенная индуктивность

$$L_{ct} = \mu_0 \mu_{act}(B) = dB/dH_{ct}$$

Тип ММ	Толщина ленты, мкм	$N$	$\bar{N}$	$A$	$\bar{A}$
Электротехническая сталь — " —	100—500	0,3—0,5	0,35	-0,1—0,2	0,10
	30—100	0,4—0,7	0,5	0,1—0,4	0,15
Пермалloy	20—100	0,35—0,6	0,5	-0,1—0,35	0,20

характеризует статические свойства ММ. Его динамические свойства описываются приведенным динамическим сопротивлением  $R(B)$ . Источник

перемагничивающего сигнала  $\bar{B}(t)$  имеет приведенное внутреннее сопротивление

$$R_g = R'_g l / (w_1^2 S),$$

где  $R'_g$  — омическое внутреннее сопротивление источника;  $l, S$  — длина средней линии и площадь поперечного сечения образца;  $w_1$  — число витков намагничивающей обмотки. В ходе исследований значения  $R$  не превышали 0,2 Ом/м.

В момент начала фрагмента (точка  $t_1$  на рис. 1) образец ММ подключается к ветви, содержащей источник  $\bar{B}_{ct}(B)$  и приведенное сопротивление  $R_{ct}$ .

Эти элементы имитируют гистерезисные свойства ММ и задают статическую напряженность  $H_{ct} = \bar{B}_{ct}(B)/R_{ct}$ . При заданном значении амплитуды  $B_m$  сопротивление  $R_{ct}$  постоянно и в отличие от

$\bar{B}_{ct}(B)$  не зависит от достигнутой магнитной индукции. Значения величин  $\bar{B}_{ct}(B)$  и  $R_{ct}$  определяются требуемой напряженностью  $H_{ct}(B)$  и присущими данному образцу ММ потерями на гистерезис. Поскольку в рассматриваемых динамических режимах потери на гистерезис либо сравнимы, либо меньше динамических потерь, то следует ожидать, что значения  $R_{ct}$  или близки или же больше приведенного динамического сопротивления.

Данная схема замещения нелинейна. Аналитический расчет переходных процессов сложен. Однако при определенных допущениях ее можно рассматривать, как линейную и применить известные методы расчета. Дело в том, что все нелинейные элементы схемы [при фиксированных параметрах  $\bar{B}(t)$ ] зависят только от текущего значения магнитной индукции. С начала фрагмента (с момента коммутации) она неизменна. Следовательно, в течение фрагмента элементы  $\bar{B}_{ct}(B)$ ,  $H_{ct}(B)$  и  $L_{ct}(B)$  можно считать линейными. В этом случае длительность переходного процесса

$$\tau = \frac{3L_{ct}(B)(R_g + R_{ct} + R(B))}{(R_g + R_{ct})R(B)}, \quad (5)$$

где  $R_g$  — приведенное внутреннее сопротивление источника.

Как показали эксперименты, сопротивление  $R_g$  существенно меньше, чем  $R_{ct}$ , поскольку даже

двукратное его увеличение не изменяло длительности  $\tau$ . В связи с этим его можно исключить из формулы (5):

$$\tau = 3\mu_0 \mu_{dct}(B)[R(B) + R_{ct}]/(R(B)R_{ct}). \quad (6)$$

Если  $R_{ct}$  существенно больше приведенного динамического сопротивления,

$$\tau = 3\mu_0 \mu_{dct}(B)/[R_0 F(B)]. \quad (7)$$

Проанализируем полученное выражение (7). Зависимость  $\tau(B)$  определяется произведением функций  $\mu_{dct}(B)$  и  $1/F(B)$ . Вид первой из них при сохранении своего "колоколообразного" характера варьируется в зависимости от степени насыщения ММ, т. е. от величины  $B_m$ : с ее ростом спад функции  $\mu_{dct}(B)$  до минимальных значений становится более плавным. Зависимость  $1/F(B)$  линейно изменяется от нуля при  $-B_m$  до двух — при  $+B_m$ . Произведение рассмотренных величин дает зависимость  $\tau(B)$ , совпадающую по виду с экспериментальной. Причем отмеченные ранее изменения  $\mu_{dct}(B)$  с ростом  $B_m$ , приводят к таким изменениям зависимости  $\tau(B)$ , которые наблюдались в ходе эксперимента (рис. 2, б).

Длительность переходного процесса обратно пропорциональна начальному значению приведенного динамического сопротивления и поэтому согласно [4] должна уменьшаться с ростом истинной частоты перемагничивания, что и происходит в ходе эксперимента (рис. 2, а). Более того, значения показателя  $N$ , рассчитанные с использованием данных на рис. 2, а, лежат в диапазоне 0,4–0,6.

Зависимость  $R_0(B_m)$  не столь однозначна, как  $R_0(f_m)$ . Действительно,  $R_0$  может как уменьшаться ( $A$  меньше нуля), так и расти, причем последнее вероятнее. Однако в обоих случаях изменения  $R_0$  не велики. Аналогичная неоднозначность (с учетом обратно пропорциональной связи  $R_0$  и  $\tau$ ) наблюдается и в данных эксперимента. Кроме того, при изменении амплитуды  $B_m$  изменяются форма петли гистерезиса и максимальная дифференциальная проницаемость, что также приводит к изменению вида зависимости  $\tau(B_m)$ .

Следует отметить, что экспериментальные результаты наиболее точно описываются формулой (7). С уменьшением  $R_{ct}$  относительно  $R(B)$  значения индукции, при которой функция  $\tau(B)$  достигает максимума, смещаются к нулю.

Оценка времени переходного процесса может быть проведена только по формуле (7), так как данные о значениях  $R_{ct}$  отсутствуют. Приведенное динамическое сопротивление определялось по методике, изложенной в [4]. Для стали марки 2112

при амплитуде индукции, равной 0,5Т, оно составило 4,3 Ом/м при истинной частоте 167 Гц и 4,7 Ом/м – при частоте 250 Гц. Статическая максимальная дифференциальная проницаемость для этого случая равнялась 10 000. Расчетное время переходного процесса при  $B/B_m = 0,4$  составило

соответственно 11 и 10 мс, что примерно в три раза больше экспериментальных данных. Столь сильное расхождение может быть объяснено тем, что не учитывается нелинейный характер элементов схемы замещения ММ. Однако выражение (7) можно использовать для оценки верхней границы длительности переходного процесса. При этом начальное значение  $R_0$  целесообразно определять [4] по приближенной формуле

$$R_0 = 8\rho/d^2,$$

где  $\rho$ ,  $d$  – удельное электросопротивление и толщина ММ.

Таким образом, проведенные исследования позволили установить зависимость длительности переходного процесса напряженности поля в ММ при измерении статических характеристик от параметров перемагничивающего сигнала и свойств ММ, а также качественно описать ее.

Полученные данные целесообразно использовать при разработке магнитно-измерительной аппаратуры и построении математических моделей процессов перемагничивания.

#### Список литературы

1. Антонов В. Г., Петров Л. М., Щелкин А. П. Средства измерений магнитных параметров материалов. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.
2. А. с 1638685 СССР. Способ определения статических магнитных характеристик ферромагнитных образцов / В. К. Новиков, С. А. Кокорин // Открытия. Изобретения. 1991. № 12.
3. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. М.: Энергия, 1973.
4. Крохин В. В. Моделирование процессов динамического перемагничивания магнитомягких материалов с учетом влияния вихревых токов // Электричество. 1989. № 11. С. 71–75.
5. Крохин В. В. Математическое описание различных режимов динамического перемагничивания магнитных сердечников // Автоматизация проектирования и производства в электромашиностроении. Тез. докл. Всесоюзного науч.-техн. совещания. Сузdal: ВНИПТИЭМ. 1989. С. 126–128.

Поступила 29.01.92

УДК 621.315.554.669.419.4.001.5

## РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ БИМЕТАЛЛА МЕДЬ–АЛЮМИНИЙ, ИЗГОТОВЛЕННОГО ПО РАЗРАБОТАННОЙ ТЕХНОЛОГИИ

В. А. ВОЛКОВ, Ю. А. ФОМИНЫХ, кандидаты техн. наук

Поиски заменителя дефицитной меди, потребляемой в большом количестве электротехнической промышленностью, имеют большое народнохозяйственное значение.

Наиболее близким к меди по физико-техническим характеристикам является биметалл медь–алюминий [1]. Авторами разработана технология изготовления указанного биметалла, получен ряд профилей из него и показаны возможность и целесообразность его применения вместо меди в ряде высоковольтных аппаратов [2]. Цель статьи – обобщение результатов исследования зоны перехода меди и алюминия. Характеристики исследуемых образцов приведены в табл. 1.

На образцах первой партии биметалла опробованы следующие режимы отжига: температура 200, 250, 300 и 350 °С с выдержкой 1,0; 1,5; 2; 3 и 6 ч при каждой температуре. Образцы из второй партии отжигались при температуре 300 °С в течение 2 ч. Образцы из третьей и четвертой

партий отжигались при температуре 250 °С и выдержке 1,0; 1,5 и 2 ч.

Термообработка образцов проводилась в электрической печи СНОЛ-3,5-2,5-3,5/3 с интервалом рабочих температур от 100 до 370 °С. Образцы располагались в один ряд непосредственно под термометром. Образцы охлаждались на воздухе. Твердость образцов для всех партий измерялась в исходном состоянии и после термообработки. На каждом образце производилось не менее пяти измерений твердости, по результатам которых определялось среднее значение твердости. В связи с небольшой толщиной медного слоя твердость измерялась на приборе типа Бринель–Биккерс по шкале Биккера по нагрузке 50 Н. Поверхность

Таблица 1

Номер образца	Толщина листа, мм	Покрытие алюминия	Толщина слоя меди, мм	Толщина слоя меди с другой стороны, мм
1	6,0	Двусторонняя	0,35	0,45
2	7,0	Односторонняя	0,3–0,5	—
3	6,3	Односторонняя	0,4–0,45	—
4	5,0	Двусторонняя	0,15	0,15

образцов перед измерениями твердости полировались.

Металлографическое исследование структуры меди, алюминия и переходной зоны медь–алюминий проводилось на образцах всех партий в исходном и термообработанном состоянии. Микрошлифы изучались при помощи оптического микроскопа МИМ-8М при увеличении в 300 и 500 раз. Исследовались микрошлифы как до, так и после травления специальными реактивами, позволявшими одновременно протравить алюминиевый и медный слои.

С целью определения сплошности на границе медь–алюминий, а также пластичности приграничных слоев металлов измерялась микротвердость границы раздела на микротвердомере ПМТ-3 при нагрузке 0,02 Н. Измерялось удельное электрическое сопротивление всех образцов как вдоль, так и поперек слоев компонентов.

Все образцы подвергались пробе на загиб по ГОСТ 14019-80. На испытательной машине ИП-12М при диаметре оправки 10 мм и расстоянии между их опорами 20 мм осуществлялся загиб образцов на 90°. Испытания на загиб проводились в более жестких условиях, чем регламентировано ГОСТ 14019-80. Размеры образцов для испытания на загиб рассчитывались из соотношения:

ширина  $b = 2a$  (допускается 20 мм);

длина  $l = 5a + 150$  мм, где  $a$  – толщина листа.

Испытания на перегиб проводились по ГОСТ 13813-68. Образец зажимался в тиски (радиус оправки соответствовал 10 мм) и доводился до разрушения.

Испытания прочности слоев в биметалле проводились на испытательной машине ЦТ-10 с ценой деления 100 Н при помощи специально сконструированного приспособления. Скорость разрушения принималась минимальной: 50–60 мм/мин. Образцы биметалла размером 22×300 мм вырезались вдоль оси прокатки. Перед испытанием вручную отрывался медный слой от алюминиевой основы

на расстояние 90–100 мм. Образец помещался в устройство таким образом, чтобы алюминиевая основа ложилась на ролики для уменьшения трения, а отогнутый медный конец направлялся между роликами в нижний захват. По мере отрыва слоя меди образец перемещался на роликах в горизонтальном направлении, а нагрузка фиксировалась. По известным нагрузке и ширине образца определялась сила сцепления слоев (в килограммах (ニュтонах) на сантиметр), в биметалле по формуле  $A = P_{\text{ср}} / b$ .

Результаты измерения твердости меди и алюминия в биметалле приведены в табл. 2.

Результаты измерений удельного электрического сопротивления  $\rho$  образцов из биметалла приведены в табл. 3.

На загиб испытано четыре образца первой партии биметалла, два образца второй партии, один образец третьей партии и три образца четвертой партии. Образцы с односторонним плакированием медью испытывались таким образом, чтобы медный слой при изгибе испытывал растяжение. Все образцы выдержали испытания на загиб.

Таблица 2

Номер партии	$HV_5$ в исходном состоянии		Режим отжига		$HV_5$ в отожженном состоянии	
	Медь	Алюминий	Температура, °C	Длительность, ч	Медь	Алюминий
1	120	54	300	2	42	30
2	118	55	300	2	50	33
3	135	55	250	1	62	42
			250	1,5	60	40
4	120	54	250	2	45	32

Таблица 3

Номер партии	Номер образца	Удельное электрическое сопротивление, $\Omega \cdot \text{мм}^2/\text{м}$		Режим отжига	
		исходного металла	отожженного металла	Temperatura, °C	Длительность, ч
1	1	0,0325	0,0296	300	2
	2	0,0325	0,0325	300	2
2	1	0,0288	0,0288	300	2
	1	0,0269	0,0265	250	1
3	2	0,0269	0,0265	250	1,5
	3	0,0268	0,0254	250	1
4	4	0,0268	0,0252	250	1,5
	1	0,0291	0,0265	250	2

Таблица 4

Номер партии	Номер образцов	Режим термообработки		Количество гибов	
		Температура, °C	Длительность, ч	Медная сторона	Алюминиевая сторона
1	1	300	2	2	2
	2	300	2	1	4
	3	300	2	2	4
	4	300	2	3	3
2	1	300	2	2	—
3	1	250	1	3	—
4	1	250	2	4	4

Результаты испытания образцов на перегиб приведены в табл. 4. Все образцы доводились до разрушения.

Металлографическое исследование показало, что как в исходном состоянии (рис. 1, а), так и после термообработки при 250 °C в течение 2 ч (рис. 1, б) на границе медь–алюминий никаких включений типа интерметаллидов, окислов не образуется. Выявлено, что сцепление алюминия и меди сплошное; зазоров, раковин и пор нет. Отпечатки микротвердости (рис. 2), измеренные как на

границе слоев, так и вблизи ее,— ровные, сколов металла по границам отпечатков нет, что свидетельствует о высокой пластичности металла и об отсутствии хрупких интерметаллидов. Размер отпечатков на меди как на границе разделения слоев, так и на некотором расстоянии от нее одинаков, что указывает на неизменность твердости меди как на поверхности, так и на глубине металла. Отпечатки на алюминии вблизи границы раздела слоев несколько меньше, чем на основном алюминии, что объясняется диффузией меди в алюминий при отжиге. На рис. 3, а, б видно, что микроструктура меди и алюминия после термообработки более равномерна, чем в исходном состоянии после прокатки.

Результаты определения силы сцепления слоев меди и алюминия приведены в табл. 5.

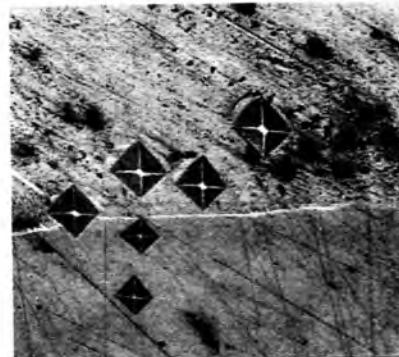


Рис. 2. Отпечатки микротвердости зоны перехода биметалла медь–алюминий

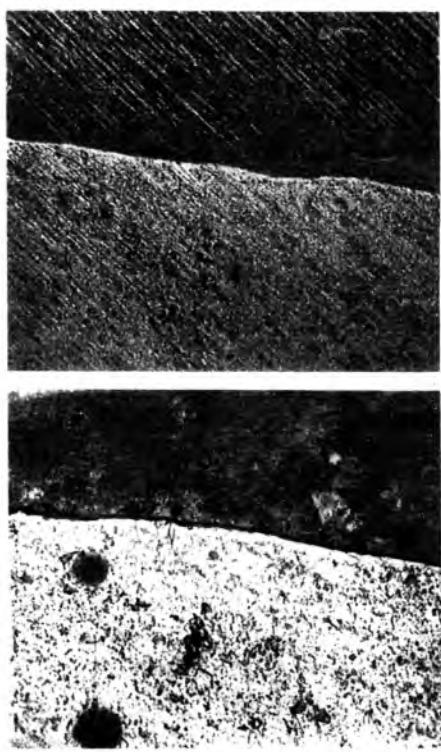


Рис. 1. Состояние зоны перехода биметалла медь–алюминий:

а — исходное состояние; б — после термообработки при 250 °C длительностью 2 ч

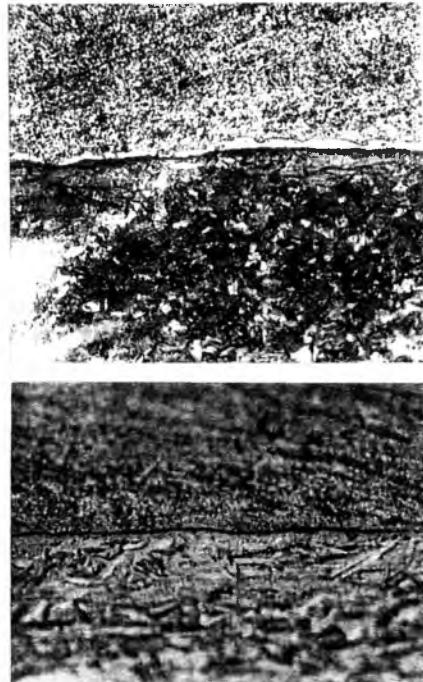


Рис. 3. Микроструктура меди и алюминия:

а — в исходном состоянии после прокатки; б — после термообработки

Номер партии	Номер образца	Режим термообработки		Нагрузка, Н	Ширина образца, см	Сила сцепления, Н/см <sup>2</sup>	Примечание
		Температура, °C	Длительность, ч				
3	1*			400	2,2	181	
	2	250	1	200	2,2	90	Вдоль прокатки
	3	250	1,5	200	2,2	90	
3	4*			200	2,2	90	
	5	250	1	150	2,2	68	Поперек прокатки
	6	250	1,5	150	2,2	68	
4	1	250	2	200	2,0	100	
	2	250	2	250	2,0	125	Вдоль прокатки
	3	250	2	300	2,0	150	

\* Исходное состояние.

## Выводы

1. После отжига твердость биметаллических образцов медь–алюминий уменьшается: для меди с HV120–130 до HV45–60; для алюминия с HV55 до HV30–40.

2. Удельное электрическое сопротивление биметала после отжига при 300 °C в течение 2 ч остается на уровне удельного сопротивления исходного металла, а после отжига при 250 °C в течение 1–2 ч снижается до 0,0252–0,0265 Ом·мм<sup>2</sup>/м.

3. Биметалл медь–алюминий в термообработанном состоянии имеет достаточно высокую пластичность, что выявлено при его испытаниях на загиб и перегиб.

4. Сила сцепления слоев в термообработанном биметалле составляет 68–150 Н/см.

5. Биметалл медь–алюминий, изготовленный по разработанной технологии, имеет высокие механические, электрические и технологические свойства, соответствующие техническим требованиям, предъявляемым к профилям токоведущих систем электрооборудования из меди и алюминия.

## Список литературы

1. Исследование свойств биметалла медь–алюминий в качестве материала токопровода высоковольтных аппаратов / В. А. Волков, Т. А. Таршик, Ю. А. Фоминых, В. Б. Борисов // Аппараты высокого напряжения. 1983. № 11(145). С. 4–5.

2. Фоминых Ю. А., Волков В. А. Экономия цветных металлов в производстве разъединителей внутренней установки // Аппараты высокого напряжения. 1983. № 1(135)–2(136). С. 28–30.

3. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964.

## МОДЕЛЬ МАГНИТОТВЕРДОГО МАТЕРИАЛА ИЗ НОРМАЛЬНО РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ДВУХОСНЫХ ЧАСТИЦ

В. А. КУФА, инж.

Для повышения технического уровня электротехнических устройств, в которых используются магнитотвердые материалы (МТМ), необходимо более точно производить расчет магнитных полей в среде из этих материалов. Возможности современной вычислительной техники позволяют ставить и решать такие задачи, если известна модель МТМ, достаточно корректно воспроизводящая основные его свойства – нелинейность неоднозначность и зависимость от предыдущего магнитного состояния. В отличие от моделей, описывающих отдельные характеристики МТМ, для этих целей необходима модель, определяющая свойства самой среды из МТМ, которая позволяла бы получать любые ее характеристики.

Наиболее полно отвечают этим требованиям модели МТМ на основе совокупности однодоменных частиц, которые достаточно близко соответствуют физической сущности процессов перемагничивания МТМ.

Свойства модели определяются характером перемагничивания однодоменных частиц, которое осуществляется путем вращения их вектора намагниченности. В отсутствие внешнего магнитного поля вектор намагниченности частицы совпадает с одним из направлений оси легкого намагничива-

ния. При действии магнитного поля, вектор напряженности которого направлен под углом к исходному положению вектора намагниченности, происходит поворот вектора намагниченности в сторону вектора напряженности. Этот поворот может быть обратимым или необратимым (скакообразным) в зависимости от значения и направления вектора напряженности по отношению к исходному положению вектора намагниченности. После снятия внешнего магнитного поля вектор намагниченности при обратимом повороте возвращается в прежнее исходное положение, а при необратимом повороте переходит в новое исходное положение, совпадая уже с другим направлением оси легкого намагничивания, ближайшим к направлению ранее действовавшего вектора напряженности внешнего магнитного поля.

Элемент МТМ представляется состоящим из совокупности частиц, оси легкого намагничивания которых распределены по какому-либо закону. В силу малых размеров частиц пренебрегают их пространственным расположением внутри элемента, полагая, что центры всех частиц совпадают с центром элемента. Тогда векторы намагниченности частиц имеют общее начало и операция их сложения существенно упрощается. При этом в большинстве случаев пренебрегают также взаимодействием частиц.

В настоящее время достаточно полное завершение получили модели на основе одноосных частиц [1]. Однако существуют МТМ, состоящие из двух-, трех- и четырехосных частиц. Для описания таких материалов была разработана модель МТМ на основе двухосных частиц [2].

Модель на основе двухосных частиц предназначена для расчета магнитных характеристик изотронных МТМ в плоскопараллельных магнитных полях. Элемент МТМ в плоскости действия магнитного поля представляется состоящим из 360 одинаковых однодоменных двухосных частиц, одноименные оси легкого намагничивания которых равномерно распределены в плоскости, т. е. повернуты относительно друг друга на  $1^\circ$ . Модель позволяет по известному вектору внешнего магнитного поля, действующему на элемент МТМ и определяемому модулем  $h$  и полярным углом  $\theta_h$ , и исходному положению векторов намагниченности частиц находить вектор намагниченности элемента, определяемый модулем  $j$  и полярным углом  $\theta_j$ , и новое исходное положение векторов намагниченности частиц.

Модули векторов намагниченности и напряженности выражены в относительных единицах. За единицу намагниченности принята намагченность насыщения  $J_s$ , за единицу напряженности – коэрцитивная сила по намагниченности для прямоугольной петли гистерезиса частицы  $H_c$  [3]. Эти

величины определяются соотношениями:

$$J_s = \frac{B_s}{\mu_0} - H_s; \quad (1)$$

$$H_c = \frac{2K}{\mu_0 J_s}, \quad (2)$$

где  $B_s$ ,  $H_s$  – индукция и напряженность поля насыщения;  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $K$  – постоянная магнитной кристаллографической анизотропии.

Направление вектора намагниченности двухосной частицы находится путем численного решения уравнения [4]

$$4h \sin(\theta' - \theta) - \sin 4\theta = 0, \quad (3)$$

где  $\theta'$ ,  $\theta$  – полярные углы векторов напряженности и намагниченности.

Углы  $\theta'$  и  $\theta$  отсчитываются от того направления оси легкого намагничивания, с которым совпадал вектор намагниченности частицы до действия внешнего магнитного поля. В силу симметрии достаточно рассмотреть изменения углов  $\theta'$  и  $\theta$  в пределах от 0 до  $180^\circ$ .

Угол  $\theta'$  вычисляется для каждой частицы по значению угла  $\theta_h$  соответствующим угловым коэффициентам координатных осей частиц относительно координатных осей, связанных с элементом МТМ. Найденные значения углов  $\theta$  частиц и новое исходное положение их векторов намагниченности также через угловые коэффициенты приводятся к системе координат, связанной с элементом МТМ.

Для модели на основе двухосных частиц разработана программа для расчета на ЭВМ любых магнитных характеристик широкого класса МТМ, однодоменные частицы которых не являются одноосными, например, сплава 52К11Ф (викаллой), применяемого для активной части ротора гистерезисных электродвигателей.

Однако полученные с помощью модели расчетные магнитные характеристики отличаются от экспериментальных тем, что:

основная кривая и кривая первоначального намагничивания имеют недостаточно плавный переход от участка с малым возрастанием к участку с большим возрастанием намагниченности;

симметричные петли гистерезиса имеют большую прямоугольность;

симметричные петли гистерезиса для напряженностей в вершине в диапазоне от 0,272 до 0,366 имеют одинаковые значения коэрцитивной силы;

потери на вращательный гистерезис при напряженности, равной 0,25, скакообразно возрастают от нуля до максимального значения, затем резко убывают при дальнейшем увеличении напряженности.

Такое отличие характеристик объясняется тем, что однодоменные частицы в модели принятые одинаковыми, однако в существующих МТМ частицы отличаются друг от друга.

В статье дано описание модели на основе двухосных частиц с разной коэрцитивной силой. Эта модель более точно воспроизводит магнитные характеристики МТМ.

Разброс значений коэрцитивной силы частиц в модели будем характеризовать нормальным законом распределения. Разъем общее количество частиц в модели на группы, в каждой из которых коэрцитивная сила частиц принимается одинаковой. Исходя из закона нормального распределения, определим относительное количество частиц в группах и их относительную коэрцитивную силу.

Задаемся значением вероятности охвата интервала коэрцитивной силы частиц в модели. По функции нормального распределения (интегралу вероятности Гаусса) [5] находим диапазон значений ее аргумента. Разбиваем полученный диапазон аргумента на равные участки. Тогда вероятность, соответствующая каждому участку аргумента, определяет относительное количество частиц в группе, а значение аргумента в середине участка определяет для заданной дисперсии их относительную коэрцитивную силу.

Составляющие вектора намагнченности группы находим в соответствии с алгоритмом [2]. Но при этом значение напряженности внешнего магнитного поля в уравнении (3) для каждой группы частиц должно быть разделено на соответствующее значение относительной коэрцитивной силы.

Абсцисса вектора намагнченности элемента МТМ определяется по выражению

$$x_j = \frac{1}{n_r} \sum_{r=1}^{N_g} x_{jr} n_r, \quad (4)$$

где  $x_j$  — абсцисса вектора намагнченности элемента;  $x_{jr}$  — абсцисса вектора намагнченности группы;  $n_r$  — количество частиц в модели;  $n_g$  — количество частиц в группе;  $N_g$  — число групп.

Ордината его определяется аналогично. По значениям составляющих находятся значение и направление вектора намагнченности элемента МТМ.

Модель, как и в [2], состоит из 360 двухосных частиц, но они разбиты на шесть групп, в каждой из которых оси легкого намагничивания частиц равномерно распределены в плоскости. Вероятность охвата диапазона значений коэрцитивной силы частиц принята равной 0,9, значение дисперсии — 0,3. В таблице приведены количество частиц в группах и значения их относительной коэрцитивной силы.

Число частиц в группе	Коэрцитивная сила
34	0,5875
62	0,7525
84	0,9175
84	1,0825
62	1,2475
34	1,4125

В соответствии с описанным алгоритмом разработана программа расчета на ЭВМ на языке Фортран-IV характеристик МТМ. Время расчета характеристики из 90 точек на ЭВМ ЕС-1035 составляет 6 мин.

С помощью разработанной модели рассчитаны характеристики МТМ: основная (коммутационная) кривая намагничивания, кривая первоначального намагничивания, кривая вращательного намагничивания, симметричные петли гистерезиса, предельная петля гистерезиса, частные петли гистерезиса, потери на гистерезис при вращательном перемагничивании. Эти характеристики приведены на рис. 1-3.

Расчетные магнитные характеристики даны в относительных единицах. Для возможности сравнения расчетных характеристик с экспериментальными необходимо иметь расчетные характеристики в абсолютных единицах. Для перевода характеристик из относительных единиц в абсолютные должны быть известны магнитные параметры однодоменных частиц МТМ, принятые за единицу.

Однако для изотропных мелкодисперсных магнитных материалов типа 52К11Ф этот перевод не представляется возможным осуществить из-за отсутствия в настоящее время корректного способа определения их постоянной магнитной кристаллографической анизотропии. Кроме того, измерение намагнченности насыщения связано с трудностью обеспечения требуемого значения напряженности поля насыщения на кольцевых образцах, принятых для проверки магнитных параметров данных материалов.

В этом случае перевод расчетных магнитных

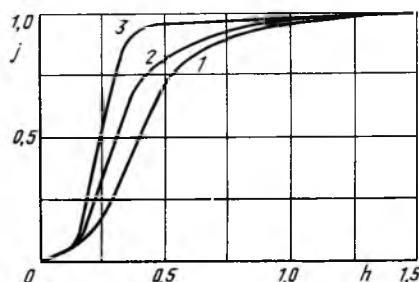


Рис. 1. Кривые намагничивания:

1 — основная кривая; 2 — кривая первоначального намагничивания; 3 — кривая вращательного намагничивания

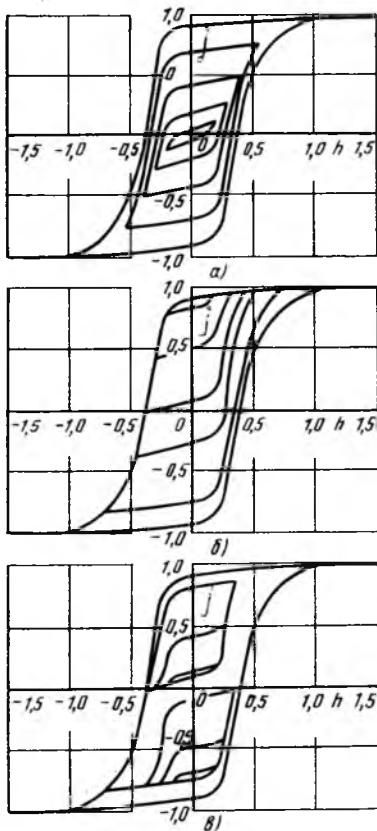


Рис. 2. Петли гистерезиса:  
а — симметричные; б, в — частные

характеристик из относительных единиц в абсолютные может быть произведен с помощью параметров одноименных точек характеристик: расчетной в относительных единицах и экспериментальной в абсолютных единицах.

Для гистерезисных МТМ в качестве такой точки может быть выбрана точка максимальной магнитной проницаемости по индукции. Однако ввиду зависимости значений относительных параметров этой точки от степени магнитной жесткости МТМ целесообразно выбрать точку максимальной магнитной проницаемости по намагниченности.

Как известно, точку максимальной магнитной проницаемости по намагниченности находят путем проведения касательной из начала координат к основной кривой по намагниченности.

Экспериментальную основную кривую по намагниченности получают из основной кривой по индукции согласно выражению

$$\mu_0 J = B - \mu_0 H, \quad (5)$$

где  $\mu_0 J$  — индукция на основной кривой по намагниченности;  $B, H$  — индукция и напряженность на основной кривой по индукции.

В результате будем иметь магнитные параметры для точки максимальной магнитной проницаемости по намагниченности:  $j_{m\mu}$ ,  $h_{m\mu}$  — расчетные намагниченность и напряженность в относительных единицах;  $(\mu_0 J)_{m\mu}$ ,  $J_{m\mu}$  — эксперимен-

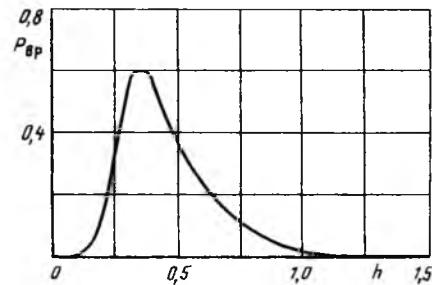


Рис. 3. Потери на гистерезис при вращательном перемагничивании

тальные индукция и напряженность в абсолютных единицах. Тогда расчетные магнитные характеристики в абсолютных единицах получают согласно соотношениям

$$H = J H_{m\mu} \frac{h}{J h_{m\mu}}; \quad (6)$$

$$B = (\mu_0 J)_{m\mu} \frac{j}{j_{m\mu}} + \mu_0 H. \quad (7)$$

На рис. 4, а представлены расчетные магнитные характеристики сплава 52К11Ф: основная кривая, симметричная петля гистерезиса для максимальной магнитной проницаемости по намагниченности и предельная петля гистерезиса. При этом параметры точки максимальной магнитной проницаемости по намагниченности составляют  $j_{m\mu} = 0,53$ ;  $h_{m\mu} = 0,75$ ;  $(\mu_0 J)_{m\mu} = 0,88$  Т;  $J H_{m\mu} = 14,6$  кА/м.

На рис. 4, б представлены соответствующие экспериментальные характеристики сплава 52К11Ф. Характеристики снимались баллистическим методом на кольцевых образцах, набранных из листов толщиной 0,7 мм и подвергнутых отжигу при температуре 560 °С.

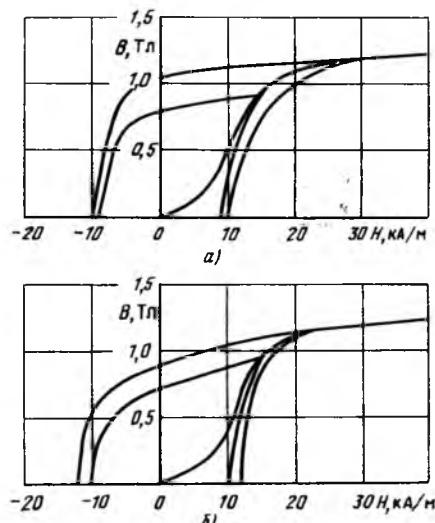


Рис. 4. Магнитные характеристики сплава 52К11Ф:  
а — расчетные; б — экспериментальные

Наибольшее совпадение расчетной характеристики с экспериментальной наблюдается для основной кривой намагничивания. Для петель гистерезиса отклонения расчетной характеристики от экспериментальной увеличиваются и составляют соответственно для петли максимальной проницаемости и для предельной петли: по остаточной индукции +9,7 % и +16,8 %, по коэрцитивной силе -10,9 и -15,7 %. Данные отклонения связаны с тем, что для сплава 51К11Ф необходима объемная модель из трехосных частиц [6] в отличие от принятой плоской модели из двухосных частиц. Требует, по-видимому, уточнения и принятое значение дисперсии коэрцитивной силы частиц.

## Выходы

1. Плоская модель на основе совокупности нормально распределенных по коэрцитивной силе однодоменных двухосных частиц более точно воспроизводит характеристики изотропных МТМ [7], чем модель из одинаковых частиц.

2. Рассчитанные с помощью модели магнитные характеристики гистерезисного сплава 52К11Ф

удовлетворительно совпадают с экспериментальными.

## Список литературы

1. Толмачев С. Т., Ильченко А. В. О способах учета магнитных свойств гистерезисных материалов // Изв. АН СССР. Сер. Энергетика и транспорт. 1977. № 3. С. 90—98.
2. Куфа В. А. Модель магнитотвердого материала на основе однодоменных двухосных частиц // Изв. вузов. Электромеханика. 1989. № 2. С. 25—29.
3. Куфа В. А., Стадник И. П. Петли гистерезиса однодоменных двухосных частиц // Изв. вузов. Электромеханика. 1983. № 9. С. 11—14.
4. Куфа В. А. Расчет на ЭВМ направления намагченности двухосных частиц // Изв. вузов. Электромеханика. 1988. № 11. С. 112—114.
5. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей. М.: Наука, 1973.
6. Куфа В. А. Расчет на ЭВМ направления намагченности однодоменных трехосных частиц // Изв. вузов. Электромеханика. 1987. № 5. С. 15—19.
7. Горжевский И. И. Гистерезисные электродвигатели. М.: ЦИНТИ ЭПП, 1959.

Поступила 5.08.92

## ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

УДК 62.733.015.532.001.5

### ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ДЛЯ ОЧИСТКИ ВОЗДУХА

А. З. ПОНИЗОВСКИЙ, канд. техн. наук, А. А. АБРАМОВ, инж., В. А. ГОНЧАРОВ, канд. техн. наук, С. Г. ГОСТЕЕВ, Л. З. ПОНИЗОВСКИЙ, В. А. ПОТАПОВ, К. В. СУВОРОВ, инженеры, А. П. ШВЕДЧИКОВ, канд. хим. наук

В настоящее время начинает развиваться новая отрасль электрофизики, направленная на разработку газоразрядных методов очистки выбросов энергетических и металлургических производств от экологически вредных газообразных примесей [1—3]. Это достигается конверсией в импульсном коронном разряде газообразных примесей в жидкые и твердые продукты, которые впоследствии удаляются стандартными методами. Механизм конверсии подробно разобран в [2]. Здесь лишь укажем, что конверсия происходит вследствие химических реакций в газовой фазе образованных в коронном разряде ионизированных и диссоциированных молекул примесей, воды и кислорода.

В этом смысле процесс очистки подобен хорошо известным радиационным методам [4]. Однако отсутствие в коронном разряде рентгеновского излучения, которое является неизбежным спутником применения радиационных технологий, делает очистку с помощью коронного разряда более перспективной, хотя бы из-за отсутствия необходимости в биологической защите для таких установок. Кроме того, для такого метода очистки не требуется специальных реакторных камер: конверсию можно осуществить в стандартных электрофильтрах.

Реализация процесса очистки с использованием импульсной короны, как показали проведенные ранее эксперименты и теоретические исследования [2], достаточно эффективно происходит лишь в тех коронных разрядах, в которых максимум распределения электронов по энергиям приходится на 6—7 эВ. Такое распределение энергий электронов имеет место в воздухе в электрических полях порядка  $E = 100 \div 150$  кВ/см и может быть достигнуто только в стримерной короне, возникающей при воздействии импульсов напряжения с длительностью фронта  $t_f < 100$  нс.

К настоящему времени указанная методика очистки газов реализована в опытно-промышленных установках только для очистки топочных газов ТЭС от окислов серы ( $\text{SO}_2$ ) и окислов азота ( $\text{NO}_x$ ) при расходе газа 1000 м<sup>3</sup>/ч [5]. При начальной концентрации  $\text{SO}_2 = 360$  ppm и  $\text{NO}_x =$

= 515 ppm газы очищаются примерно на 60 % при энергозатратах 12,5 Вт·ч/м<sup>3</sup>, причем очистка от SO<sub>2</sub> осуществляется только при добавлении аммиака с концентрацией 800 ppm. Даже если удовлетвориться полученными степенями очистки, энергозатраты вряд ли можно признать удовлетворительными — для очистки топочных газов блока в 100 МВт потребуются установки суммарной мощности 12,5 МВт, в то время как приемлемый уровень энергозатрат при очистке топочных газов не должен превышать 5–7 % мощности блока [6]. Необходимо отметить, что полученные в результате конверсии твердые продукты должны быть впоследствии удалены из потока газа, на что в свою очередь требуются затраты энергии. С другой стороны, получаемые в результате конверсии сульфаты и нитраты аммония могут быть использованы как сырье для производства удобрений, что может несколько снизить стоимость очистки.

Как показали проведенные эксперименты [7–9], возможности использования стримерной короны для очистки не ограничиваются только оислами азота и серы. Данная методика может быть также применена для очистки сбросных газов от целого спектра органических примесей фенола, стирола, бензола и др. при степени очистки до 99 %.

Изложенное показывает, что хотя имеется принципиальная возможность использования ко-

ронного импульсного разряда для очистки отходящих газов от экологически вредных примесей, для промышленной реализации данного метода в широких масштабах потребуется проведение исследований, направленных на снижение энергозатрат.

Анализ литературных данных показал, что одним из путей снижения энергозатрат может стать создание комбинированной установки, в которой в едином объеме происходят как конверсия примесей, так и очистка газа от получаемых продуктов. Этого можно добиться, если на коронирующий электрод электрофильтра подавать напряжение, в котором короткие импульсы накладываются на постоянную составляющую, причем желательно, чтобы импульсный генератор питался от того же источника, который создает постоянную составляющую. В настоящей работе данное условие было реализовано за счет использования генератора импульсных напряжений по схеме Фитча с нечетным количеством ступеней (ГИНФ).

Принципиальная схема экспериментальной установки приведена на рис. 1, а, б. Электрическая часть установки (рис. 1, а) содержит регулируемый источник постоянного напряжения, образованный из регулировочного (РТ) и высоковольтного (ВВТ) трансформаторов, выпрямителя (D), балластных конденсаторов ( $C_1$ ,  $C_2$ ), реакторов  $L_\phi$  и токоограничительного резистора  $R_6$ ;

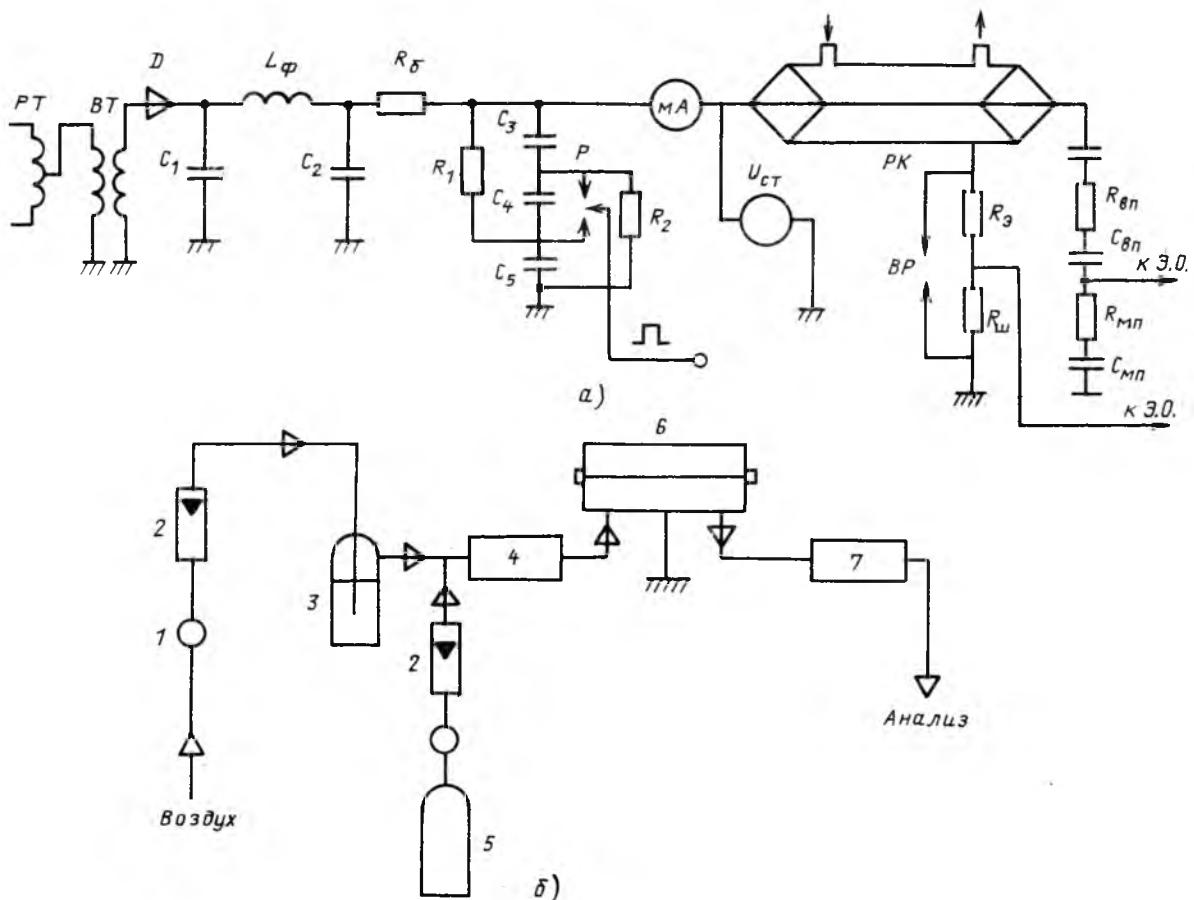


Рис. 1. Принципиальная схема электрической части (а) и газотехнической части (б) экспериментальной установки  
Вологодская областная универсальная научная библиотека

трехступенчатый ГИНФ, состоящий из трех конденсаторов ( $C_3-C_5$ ), зарядных резисторов ( $R_1, R_2$ ) и управляемого разрядника  $P$  с системой поджига, а также реакторную камеру (РК) в виде коаксиальной системы электродов. Газотехнологическая часть установки (рис. 1, б) состоит из запорных вентилей (1), вентиляй точной регулировки (2), увлажнителя (3), баллона с загрязняющими газами (5), газосмесителя (4), реакторной камеры (6) и оптической ячейки анализатора (7). Импульсное напряжение на коронирующем электроде измерялось смешанным делителем напряжения ( $C_{\text{вп}}, R_{\text{вп}}, C_{\text{нп}}, R_{\text{нп}}$ ), импульсный ток — шунтом с системой защиты регистрирующего осциллографа С8-14 от пробоев ( $R_{\text{ш}}, R_{\text{д}}, BP$ ) (рис. 1, а). Значения постоянного напряжения и тока измерялись статическим вольтметром ( $U_{\text{ст}}$ ) и миллиамперметром (mA). Анализ газа на входе и выходе РК проводился путем отбора проб в оптическую ячейку и последующего их анализа на УФ-спектрофотометре типа Spekord M-20.

Установка функционировала следующим образом. При достижении на конденсаторах ГИНФ заданного значения напряжения ( $U_3$ ) на разрядник подавался запускающий импульс, в результате чего на нагрузке генерировался колебательный импульс напряжения с амплитудой  $U_i \approx 3U_3$ . Время

менные параметры импульса напряжения определялись главным образом емкостью  $C_4$  и индуктивностью в цепи разрядника и в меньшей степени собственной индуктивностью цепи разряда и емкостью нагрузки. В экспериментах минимальная длительность полупериода колебательного импульса составляла 200 нс. Частота следования импульсов могла регулироваться в пределах 1–400 Гц в управляемом режиме и 0,4–1 кГц — в режиме релаксационного генератора. При работе разрядника с частотой выше 100 Гц осуществлялась его продувка сухим очищенным воздухом. Типичная осциллограмма импульса напряжения на РК и тока стримерной короны дана на рис. 2.

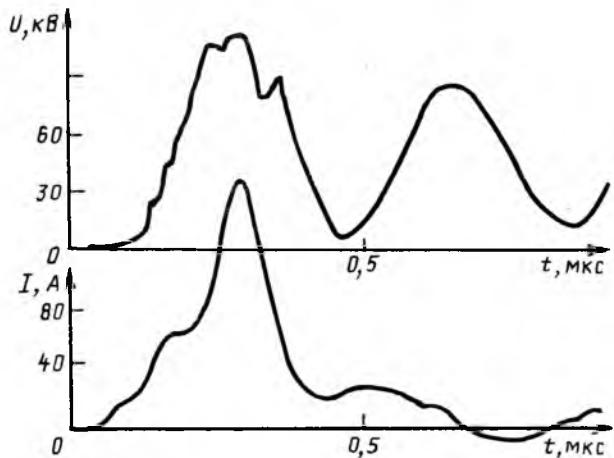


Рис. 2. Осциллограммы импульсов напряжения на реакторной камере  $U$  и суммарного тока стримеров  $I$

В работе использовался ряд РК, являвшихся по сути макетами мокрого трубчатого электрофильтра. Диаметр внешнего электрода РК менялся от 60 до 260 мм, его длина — от 240 до 1000 мм. В качестве коронирующего электрода использовались проволоки из нержавеющей стали диаметром 1–3 мм, а также набор специальных электродов, применяющихся в стандартных электрофильтрах, предоставленных для исследований институтом "Гинцветмет": восьмиреберный электрод типа БВК, шестнадцатиреберные пилообразные электроды с шагом зубцов 10 и 25 мм. Для изучения оптической картины разрядных процессов и осуществления конверсии при совместном воздействии коронного разряда и ультрафиолетовой подсветки некоторые РК оборудовались смотровыми окнами.

Процесс конверсии исследовался как в статическом, так и проточном режимах. В табл. 1 представлены данные по конверсии, полученные в проточном режиме при расходе газа 0,2–1 м<sup>3</sup>/ч в РК диаметром 60 и длиной 240 мм с проволочным коронирующим электродом диаметром 1 мм.

Приведенные в табл. 1 данные показывают, что несмотря на достаточную универсальность метода, для его практического использования необходимо

Таблица 1

Примеси	Концентрация, ppm	Степень очистки, %	Энергозатраты, Вт·ч/м <sup>3</sup>	Конечные продукты
Окислы серы SO <sub>2</sub>	200	90	20	Серная кислота
Окислы азота NO <sub>x</sub>	350	80	15*	Азотная кислота
Фенол	100	99	25	Гидрохинон
Стирол	70	99	15	Полистирол
Ксиол	430	99	25	
Бензол	420	75	50	Гидрохинон

\* Статический режим.

уменьшить энергозатраты, по крайней мере, в 1,5 раза.

Для выяснения способов уменьшения энергозатрат был проведен ряд экспериментов по исследованию зависимости степени конверсии примесей ( $K$ ) от частоты следования импульсов ( $f$ ) при фиксированном значении  $U_i$  (рис. 3) и зависимость  $K(U_i)$  при фиксированном значении  $f$  (рис. 4).

Зависимости  $K(f)$  (рис. 3) показывают, что степень конверсии определяется вводимой в газ энергией, которая в случае неизменной скорости протока прямо пропорциональна  $f$ . Однако характер зависимостей  $K(f)$  не одинаков в случае различных видов примесей: при очистке от фенола зависимость  $K(f)$  прямо пропорциональна  $f$ , а от окислов серы имеет нелинейный характер, причем на конверсию  $\text{SO}_2$  от 70 до 90 % требуется затратить энергии в три раза больше, чем на конверсию от 5 до 70 %. Зависимость  $K(U_i)$  имеет более монотонный характер (рис. 4), причем темп роста конверсии практически совпадает с темпом роста вводимой в промежуток энергии, определяемой путем численного интегрирования осцилограмм напряжения на коронирующем промежутке и тока стиммера ( $I_c$ ).

Как следует из рис. 4, зависимости вводимой в газ энергии  $W$  и максимальных значений стиммерного тока  $I_{\max}$  от амплитуды импульса напряжения  $U$  практически идентичны и имеют степенной характер. Это дает основание в ряде случаев для удобства поиска условий оптимизации конверсии оперировать не вводимой в газ энергией, а током.

Таким образом, для достижения максимальной конверсии необходимо стремиться к получению максимально возможных значений  $I_{\max}$ .

Опыт работы с импульсными установками показывает, что при работе в режиме частичной разрядки, который имеет место при возбуждении импульсного коронного разряда, безвозвратные потери энергии ( $W_n$ ) в разрядниках и цепях зарядки обычно превышают 25 % запасаемой в установке энергии. Результаты экспериментов показали, что при достигнутых в экспериментах 75 %-х значениях конверсии  $\text{SO}_2$  в случае увеличения амплитуды импульса при фиксированной  $f$  безвозвратные потери энергии в 1,5 раза ниже, чем при увеличении частоты следования импульсов и фиксированном значении  $U_i$ .

Эксперименты показали, что максимальной конверсии можно добиться подбором соответствующих параметров импульса напряжения, межэлектродного расстояния и типа коронирующих электродов.

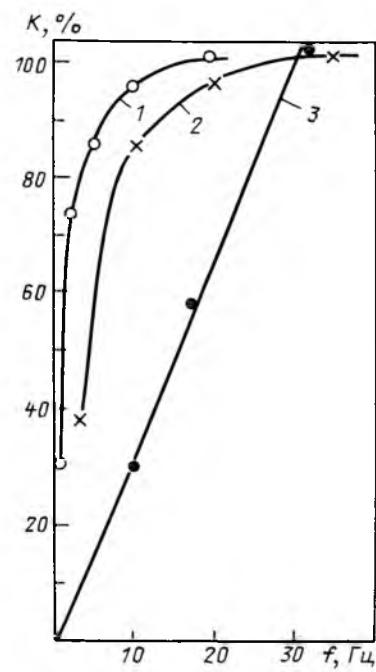


Рис. 3. Зависимости степени конверсии  $K$  окислов серы (1, 2) и фенола (3) от частоты следования импульсов ( $f$ ) при фиксированном значении импульсного напряжения:

1 – начальная концентрация  $\text{SO}_2$  – 200 ppm; 2 – 370 ppm; 3 – начальная концентрация фенола – 100 ppm

Первым фактором, ограничивающим предельные значения стиммерного тока  $I_{\max}$ , является пробой в РК. Как видно из рис. 5, при работе ГИНФ пробой происходит на "хвосте" импульса после прекращения колебаний. При этом фактическое разрядное напряжение ( $U_p$ ) оказывается более чем вдвое ниже, чем импульс напряжений  $U_i$ , и на 20 % ниже статического пробивного на-

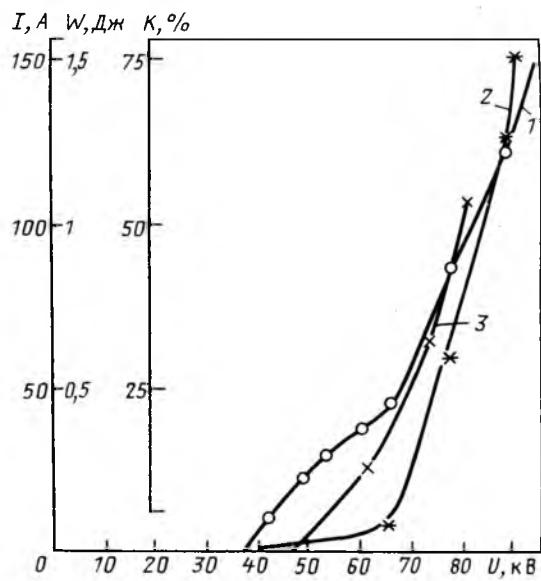


Рис. 4. Зависимости тока стиммеров (1), вводимой в газ энергии (2) и степени конверсии (3) от амплитуды импульсного напряжения  $U$  при фиксированной частоте следования импульсов

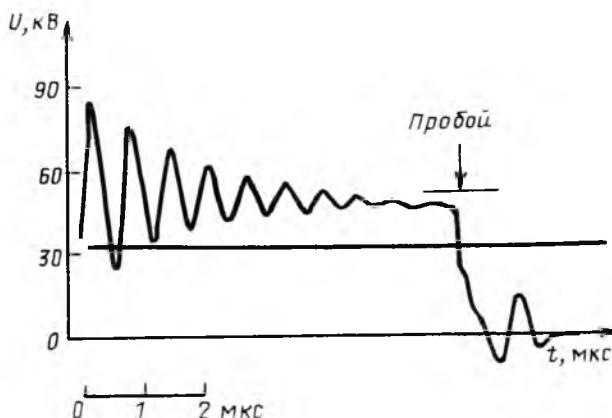


Рис. 5. Осциллограмма импульсного напряжения при пробое реакторной камеры

проявления РК. По-видимому, пробой на "хвосте" импульса в данном случае имеет ту же природу, что и пробой элементарных промежутков при знакопеременных импульсах напряжения, при которых внедряемый в первый полупериод объемный заряд существенно облегчает условия развития лидерного процесса после перемены знака напряжения на втором полупериоде и тем самым способствует значительному снижению разрядного напряжения [10].

Проведение работы по оптимизации параметров импульса напряжения подбором номиналов зарядных резисторов ГИНФ позволило поднять предельные значения  $U_{\text{max}}$  более чем на 30 % и соответственно увеличить значение  $I_{\text{max}}$  более чем в два раза без изменения размеров РК.

Вторым фактором, влияющим на амплитуду тока, является длительность полупериода ( $T_2$ ) импульса, генерируемого ГИНФ. Было установлено, что зависимость  $I_{\text{max}}(T/2)$  (рис. 6) имеет максимум при  $f/2 = (T/2)_{\text{opt}}$ . Как показал анализ осциллограмм, такой характер зависимости  $I_{\text{max}}(T/2)$  связан с тем, что при  $T/2 < (T/2)_{\text{opt}}$  ток достигает

своего максимального значения за время большее, чем  $T/2$ , т. е. тогда, когда уже происходит спад импульса напряжения. Снижение  $I_{\text{max}}$  при  $T/2 > (T/2)_{\text{opt}}$  происходит вследствие уменьшения крутизны фронта импульса, в результате чего снижается начальное напряжение возникновения стримерной короны. Это в свою очередь ведет к уменьшению перенапряжения на промежутке в этот момент времени и как следствие — к уменьшению стримерного тока и длины стримеров.

Таким образом, изменяя период импульса  $T$ , что легко достигается варьированием параметрами катушки индуктивности в цепи разрядника, можно в достаточно широких пределах управлять внедряемым в промежуток током и, следовательно, конверсией как в лабораторных, так и в промышленных установках.

Третьим фактором, влияющим на стримерный ток, является емкость ГИНФ в ударе. Это хорошо видно из рис. 6, на котором зависимости  $I_{\text{max}}(T/2)$  приведены для двух значений  $C_{\text{ct}} = 3$  и 6 нФ. Можно видеть, что при увеличении емкости  $C_{\text{ct}}$  возрастает ток стримера, что, по-видимому, связано со снижением внутреннего сопротивления ГИНФ.

Четвертым фактором, влияющим на значения  $I_{\text{max}}$ , является диаметр реакторной камеры и тип коронирующего электрода. Это следует из табл. 2, в которой приведены экспериментальные данные значений  $I_{\text{max}}$  для РК диаметром 60, 200 и 260 мм для разных типов электродов при 5 %-х разрядных напряжениях.

Таблица 2

Тип электрода	$I_{\text{max}}$ , А, для РК диаметром, мм		
	30	200	260
Проволока диаметром 3,0 мм	30	45	70
Пилообразный с шагом 10 мм	—	40	150
25 мм	—	50	200

Из данных табл. 2 следует, что существенного увеличения тока можно добиться увеличением диаметра камеры при неизменной ее длине. Важно отметить, что хотя объем камеры ( $v_k$ ) при этом увеличивается, одновременно возрастает также и объемная плотность тока в камере  $J = I_{\text{max}} v_k$ , а следовательно, и удельная внедряемая в газ энергия. Так, при использовании пилообразного электрода с шагом 25 мм и увеличении диаметра камеры с 200 до 260 мм значения  $J$  возрастают более чем в два раза.

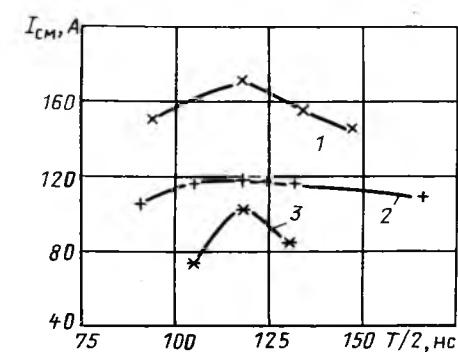


Рис. 6. Экспериментальные (1, 3) и расчетная (2) зависимости максимального тока стримеров от длительности полупериода  $T/2$  импульса напряжения:

1 — емкость ступени генератора Фигча 6 нФ; 2, 3 — 3 нФ

Данный результат, по-видимому, — следствие того, что внедряемый импульсной короной заряд, а следовательно, и ток является функцией абсолютного значения амплитуды импульса ( $U_i$ ), а не отношения  $U_i / U_{\text{ном}}$  [11, 12]. Так как увеличение диаметра РК ведет к увеличению ее электрической прочности, то за счет роста  $U_i$  в беспробойном режиме удается поднять значение  $I_{\max}$ .

Все приведенные данные являются результатом большого объема экспериментальных исследований. Однако в ряде случаев, особенно для промышленных установок, проведение такого объема исследований не представляется возможным. В этом случае вопрос оптимизации очистных установок может решаться только с помощью машинного эксперимента на ЭВМ, исходные данные для которого могут быть извлечены из проведенных физических экспериментов.

С этой целью была создана расчетная модель для ПЭВМ типа IBM PC, позволяющая в широких пределах варьировать как параметры ГИНФ и РК, так и в некоторой степени параметры стримерного процесса. Для численного моделирования установки был выбран матрично-итерационный метод [11], который был существенно модифицирован путем изменения способа решения матричных уравнений. Модификация дала возможность достаточно просто изменять электрическую схему и номиналы конструктивных элементов, имитировать различные режимы зарядки (резистивную или индуктивную) и виды питающего напряжения (постоянное или выпрямленное синусоидальное), а также описывать нелинейные свойства нагрузки. Последнее обстоятельство имеет принципиальное значение, поскольку во время развития стримерной короны с существенно нелинейной вольт-амперной характеристикой внедряемый в межэлектродное пространство объемный заряд в значительной мере изменяет емкость разрядного промежутка.

Для построения численной модели стримерного разряда был применен электродинамический принцип, согласно которому ток, создаваемый движением объемного заряда через емкость разрядного промежутка, суммируется с током смешения [12, 13]. Для вычисления объемного заряда были использованы экспериментальные данные [9] по зависимости заряда от отношения напряжения на электроде к напряжению зажигания постоянной короны. Перенапряжение вычислялось с учетом скорости нарастания напряжения на электроде.

Сравнение расчетных кривых разрядного напряжения и стримерного тока в функции времени (рис. 7) с экспериментальными осциллограммами (рис. 2), а также сравнение расчетных и опытных зависимостей  $I_{\max}(T/2)$  (рис. 6) показывает их

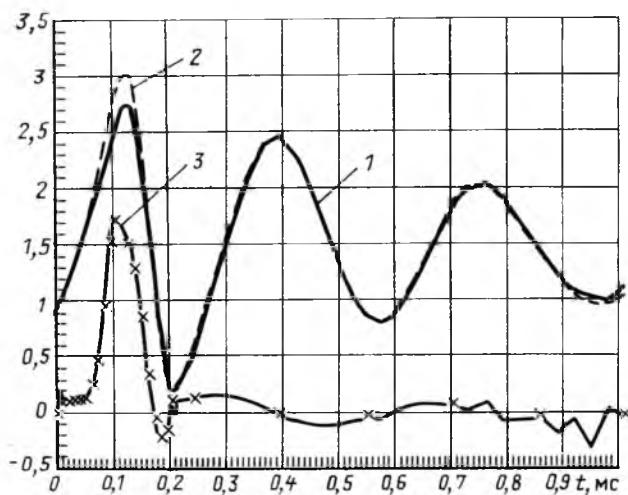


Рис. 7. Расчетные зависимости напряжения на реакторной камере при нагрузке (1) и при холостом ходе без нагрузки (2) и тока стримера (3) при работе генератора Фитча с емкостью ступени 6 нФ

хорошее качественное и в ряде случаев количественное соответствие. Это позволяет использовать результаты численного моделирования для оптимизации параметров не только лабораторных и опытных, но и опытно-промышленных установок, хотя в этом случае модель наносекундного стримерного коронного разряда на электродах большой протяженности нуждается в дальнейшем уточнении.

Результаты экспериментов и численного моделирования легли в основу разработки оборудования для опытно-промышленной установки по очистке отходящих газов от  $\text{SO}_2$  с расходом газа 1000 м<sup>3</sup>/ч. На установке используется трехступенчатый ГИНФ с емкостью ступени 6 нФ, однотрубный электрофильтр с коронирующим пилообразным электродом с шагом 25 или 10 мм длиной 2 м. Питание ГИНФ осуществляется стандартным источником питания электрофильтров АТПОМ.

Данная установка была проверена на модельном газе на стенде института "ГИНЦВЕТМЕТ"<sup>1</sup>. На однотрубном электрофильтре диаметром 200 мм при начальной концентрации  $\text{SO}_2$  1200 ppm была получена конверсия 65 % при энергозатратах 12 Вт·ч/м<sup>3</sup>. Расход газа в экспериментах составлял 800 м<sup>3</sup>/ч.

В настоящее время на заводе "Рязцветмет" смонтирована и проходит пусконаладочные испытания аналогичная установка для очистки газов электропечей и фьюминг-производства от окислов серы на расход газа 1000 м<sup>3</sup>/ч. В отличие от опытной установки диаметр трубы электрофильтра выбран 300 мм, что согласно приведенным данным

<sup>1</sup> Авторы выражают благодарность сотрудникам института "ГИНЦВЕТМЕТ" Денисову В. Ф., Шафран Л. Е. и Звековой Е. Б. за помощь в проведении экспериментов на стенах института.

может привести к увеличению внедряемой в газ энергии, и следовательно, к улучшению технико-экономических показателей работы устройства.

## Выходы

1. Разработан экспериментальный стенд для исследований очистки атмосферного воздуха от экологически вредных газообразных примесей путем совместного воздействия на поток газов наносекундной импульсной и постоянной короны.

2. Показано, что вариацией параметров источника импульсов, межэлектродного пространства и типа коронирующего электрода в реакторной камере удается существенным образом увеличить количество внедряемой в газ энергии.

3. Разработана методика машинного моделирования работы очистной установки с использованием ПЭВМ.

4. На основе результатов экспериментов и расчетов создано оборудование для опытно-промышленной установки по очистке сбросных газов металлургического производства от диоксида серы с расходом 1000 м<sup>3</sup>/ч.

## Список литературы

1. Pulse Corona Induced Plasma Chemical Process for DeNO<sub>x</sub>, DeSO<sub>2</sub> and Mercury Vapor Control of Combustion Gas / S. Masuda and all // Pros. Inst. Conf. on Electrical Precipitation in Padova (Italy). 1987. Okt. 25–27. P. 1.

2. Civitano L., Dinelli D. Esperenze di rimozione degli ossidi di azoto ed i zolfo dai gas di combustione mediante energizzazione // La Termotecnica. 1987. N 3. P. 43–48.

3. Экспериментальные исследования очистки атмосферного воздуха от органических и неорганических примесей при использовании стримерной короны / А. З. Понизовский, В. А. Гончаров, Л. З. Понизовский и др. // Тез. докл. I Всесоюзной конференции по применению электронно-ионной технологии в народном хозяйстве 21–24 октября 1991 г., М.: МЭИ, 1991. С. 10–12.

4. J. C. Person, D. O. Ham. Removal of SO<sub>2</sub> and NO<sub>x</sub> from Stack by Electron Beam Irradiation // Radiat. Phys. Chem. 1988. Vol. 31. N 1–3. P. 1–8.

5. Dinelli G. Pulsed Power Techniques for Flue Gas Treatments C.E.C. // ENZE-0070-1. Brussels, June 16th, 1988.

6. Славутский Б. П. Состояние и перспектива очистки дымовых газов тепловых станций и металлургических заводов от оксидов. Обзор // М.: Информсталь. 1987. Вып. 17 (293).

7. Очистка атмосферного воздуха от органических и неорганических примесей при воздействии постоянной и импульсной короны / Э. В. Белоусова, А. З. Понизовский, А. П. Шведчиков и др. // Сб. тезисов 11 Всесоюзной конференции по теоретической и прикладной радиационной химии. М.: НИИ технико-экономических исследований, 1990.

8. Очистка атмосферного воздуха от SO<sub>2</sub>, NO<sub>x</sub> органических примесей при совместном воздействии постоянного и наносекундного импульсного коронного разряда / Э. В. Белоусова, А. З. Понизовский, А. П. Шведчиков и др. // Химия высоких энергий. 1991. Т. 25. № 5.

9. Masuda S. Nonequilibrium Plasma Chemical Process PPCP and SPCP for control of NO<sub>x</sub>, SO<sub>x</sub> and other gaseous pollutants // Pros. of the 4 Int. Conf. on Electros. Precipitation. Sept. 1990. China.

10. Ponizovsky A. Z. Breakdown of Air Gaps und Alternating Impuls. Electric Technology USSR // Pergamon Press. 1982. N 3. P. 16–22.

11. Gary G., Gagan G., Lungu I. Impulse Corona Discharge Energy Around the Conductors // Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. N. Y. 1990. Pt. 1. P. 922–924.

12. Вазелян Э. М. Роль заряда короны в формировании длинной положительной искры при импульсном напряжении // ЖТФ. 1966. Т. 36. № 2. С. 365–373.

13. Кремнев В. В., Месяц Г. А. Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике. Новосибирск: Наука, 1987.

14. Ландau Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред. М.: Наука, 1982.

15. Ретер Г. Электронные лавины и пробой в газах. М.: Мир, 1968.

Поступила 17.06.92

УДК 621.382.537.001.5

## ВНЕШНИЙ

# МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ ПРИ ТЕРМО- И ФОТОЭЛЕКТРОННОЙ ЭМИССИИ<sup>1</sup>

А. В. САЛЬНИКОВ, инж.

Фотомагнитный эффект в полупроводниках<sup>2</sup> был открыт в 1934 г. В общих чертах этот эффект заключается в следующем. На поверхность образца из полупроводникового материала (в частности, Кикоин И. К. и Носов Н. использовали в своих опытах Cu<sub>2</sub>O при низких температурах) в плоскости  $xy$  падает свет, который поглощается в образце. При этом образуются свободные движущиеся носители зарядов  $n$  и  $p$  типа. Ток электронов и ток дырок, текущие в направлении  $y$ , взаимно компенсируются так, что результирующая плотность тока в направлении  $y$  равна нулю. Магнитное поле, в которое помещен образец, в направлении  $z$  действует на оба этих тока, отклоняя электроны и дырки в противоположные стороны; при этом возникает результирующий ток в направлении  $x$ . Если оба конца образца, противоположных по оси  $x$ , замкнуть накоротко, то в цепи измеряется ток короткого замыкания. Если оставить оба конца разомкнутыми, то измеряется фотомагнит-

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения. Ред.

<sup>2</sup> Тауд Я. Фото- и термоэлектрические явления в полупроводниках. М.: Изд-во иностр. лит., 1962.

ная ЭДС. Создаваемые при этом токи и напряжения малы, что не дает возможности использовать этот эффект в прикладной электротехнике.

В основе физической сущности фотомагнитного эффекта, таким образом, лежит взаимодействие направленных потоков электрических зарядов в веществе с магнитным полем. Кроме внутреннего фотоэффекта существует явление внешнего фотоэффекта, при котором происходят эмиссия электронов под действием квантов света в пространство с поверхности электрода, а также другие явления, приводящие к эмиссии электронов с поверхности, в частности, термоэлектронная эмиссия.

Разумно предположить, что сочетание явлений эмиссии электронов с поверхности и магнитного поля, направленного вдоль поверхности, должно приводить к электрическим эффектам, близким по физической сущности к фотомагнитному эффекту. В статье делается попытка анализа теоретической возможности существования явления, которое назовем внешним магнитоэлектрическим эффектом (ВМЭ).

В результате ВМЭ возникает разность электрических потенциалов, а при образовании замкнутой цепи электрический ток между участками поверхности электрода, помещенного в магнитное поле, параллельное поверхности, с которой происходит термо- или фотоэлектронная эмиссия в пространстве.

Рассмотрим физические процессы ВМЭ на примере фотоэлектронной эмиссии с поверхности плоского прямоугольной формы электрода, изображенного на рис. 1. Электрод представляет собой тонкий фотоактивный слой 1 из вещества с большим удельным электрическим сопротивлением и малой работой выхода электронов (например, BaO), который нанесен на плоскую диэлектрическую подложку 2. На поверхности подложки с двух противоположных сторон, примыкая к фотоактивному слою, расположены контактные электроды 3 в виде полос из немагнитного металла, от которых идут выводы для подключения электрической цепи нагрузки или приборов измерения. Фотоактивное покрытие расположим в плоскости  $xy$ , а в направлении  $z$  создадим магнитное поле с

индукцией  $\bar{B}_z$ . Фотоэлектрод будем освещать светом с энергией квантов большей, чем работа выхода электронов у вещества фотоактивного слоя, что обеспечит фотоэлектронную эмиссию с его поверхности. На электроны, вылетающие с поверхности, в магнитном поле действует сила

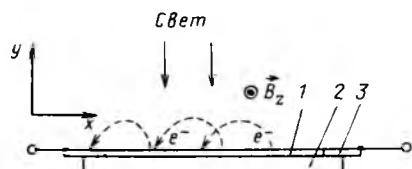


Рис. 1

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

Лоренца  $F = \bar{B}_z v_e q_e$  (где  $\bar{B}_z$  – индукция магнитного поля;  $v_e$  – скорость электронов;  $q_e$  – электрический заряд электрона), направленно отклоняющая их в сторону одного из контактных электродов. Кроме того, на электроны действует сила электростатического притяжения, стремящаяся вернуть электроны на поверхность электрода. При отсутствии магнитного поля сила электростатического притяжения не позволяет электронам удаляться от поверхности на расстояние больше некоторого среднего значения  $\Delta y$ , которое определяется энергией квантов, материалом фотоактивного покрытия и др. Известно, что траектория заряда, движущегося с постоянной скоростью ортогонально вектору постоянного однородного магнитного поля, представляет собой окружность с радиусом  $r_e = \frac{m_e v}{q_e B}$ , где  $m_e$  – масса электрона.

При индукции магнитного поля, обеспечивающей условие  $r_e < \Delta y$ , электростатическим взаимодействием можно пренебречь, что упрощает дальнейшие рассуждения. Очевидно, что при этом электроны будут двигаться у поверхности по траекториям-полукружностям, смещаясь за один цикл вылет-возврат на поверхность на  $2r_e$  в сторону одного из контактных электродов, где при разомкнутой внешней цепи будет накапливаться избыточный отрицательный электрический заряд. Между контактными электродами, таким образом, возникают разность электрических потенциалов и электрическое поле. Когда внешняя цепь разомкнута при максимальном значении создаваемой разности потенциалов, тормозящее электрическое поле полностью компенсирует силу Лоренца, и электроны перестают смещаться. Этой создаваемой разностью электрических потенциалов является ЭДС фотоэлектрического преобразования. При замыкании выводов контактных электродов на внешнюю нагрузку  $R_h$  по образованной цепи пойдет электрический ток.

Для того чтобы из рассмотрения исключить явления, связанные с фотомагнитным эффектом, фотоактивное покрытие можно сделать в виде малых металлических зон 1 в диэлектрической подложке 2 (рис. 2). Необходимое условие в этом случае – диэлектрические зазоры между зонами

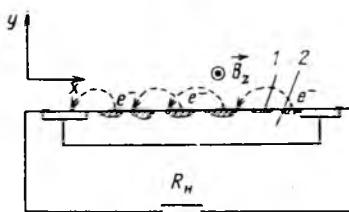


Рис. 2

металла-эмиттера электронов должны быть меньше  $2r_e$ . Считая собственное сопротивление электрода между контактными электродами стремящимся к бесконечности, при замыкании выводов на электрическую цепь  $R_h \rightarrow 0$ , определяем ток короткого замыкания

$$I_{K3} = J_s a 2r_e, \quad (1)$$

где  $J_s$  — плотность тока электронной эмиссии с поверхности электрода;  $a$  — ширина электрода (размер по оси  $z$ ).

Расчет ЭДС фотоэлектрического преобразования гораздо сложнее, так как анализ движения электрона в комбинациях электрического и магнитного полей у поверхности электрода требует громоздких математических построений, чего мы делать не будем, так как основная цель статьи — показать принципиальную возможность существования ВМЭ без его детальной количественной оценки. В упрощенном же варианте можно воспользоваться следующим выражением, отражающим зависимость создаваемого электрического напряжения от электрода и условий преобразования:

$$U_x \approx E_e b / 2r_e, \quad (2)$$

где  $U_x$  — максимальная создаваемая разность электрических потенциалов между контактными электродами;  $E_e$  — энергия эмитированных с поверхности электронов, выраженная в электровольтах;  $b$  — размер электрода вдоль оси  $x$ .

Объединив выражения (1) и (2), получим выражение для электрической мощности, создаваемой при преобразовании

$$W \approx abE_e J_s,$$

откуда видно, что создаваемая мощность пропорциональна площади электрода, плотности тока электронной эмиссии, который, в свою очередь, зависит от освещенности и кинетической энергии вылетающих с поверхности электронов, зависящей от энергии квантов света и вещества фотоактивного покрытия.

Аналогично ВМЭ при фотоэлектронной эмиссии могут происходить ВМЭ и при любом другом виде эмиссии носителей электрических зарядов с поверхности, в том числе и при термоэлектронной эмиссии. Необходимыми условиями для наблюдения ВМЭ являются усредненная односторонность эмиссии, магнитное поле и достаточно большое электрическое сопротивление эмиттера. Термоэлектрический преобразователь, основанный на ВМЭ, должен состоять из фотоэлектрического преобразователя (рис. 1, 2), выполненного из термостойких материалов, и нагревателя, обеспечивающего нагрев эмиттера до температуры термо-

электронной эмиссии. Для расчета создаваемого тока, напряжения и мощности можно использовать приведенные соотношения.

Таким образом, физическая сущность ВМЭ основана на хорошо изученных явлениях: движении электрического заряда в магнитном поле, термо- и фотоэлектронной эмиссии с поверхности. Областью возможного применения ВМЭ могла бы стать энергетика (в системах ТЭС и АЭС). Требуются дальнейшие исследования, в особенности ВМЭ при термоэлектронной эмиссии. Цель предложенной статьи — привлечь внимание к проблеме.

УДК 621.315.1.001.5

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТА ПОВРЕЖДЕНИЯ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ ПО КОМПОНЕНТАМ СВОБОДНОГО ПРОЦЕССА

Ю. Я. ЛЯМЕЦ, В. И. АНТОНОВ, кандидаты техн. наук, С. Х. АХМЕТЗЯНОВ, инж.

Наибольшее практическое значение имеют алгоритмы диагностики линий электропередачи, основанные на одностороннем измерении напряжений и токов [1, 2]. Сторона, на которой производятся измерения и затем определяется место повреждения, условно полагается передающей. Что же касается приемной стороны, то не только ее электрические величины, но и параметры, зачастую неизвестны. В этой связи возникают две проблемы. Первая обусловлена неопределенностью источников, а вторая — пассивных параметров. Имеются два пути решения первой проблемы. Один — обращение к симметричным составляющим нулевой или обратной последовательности [1], другой — к чисто аварийным слагаемым напряжений и токов, получаемым вычитанием доаварийных величин из аварийных [2]. Каждому пути присущи свои ограничения. Применение нулевой или обратной последовательности возможно при симметрии как самой линии, так и ЭДС приемной системы. Не всегда возможно и четкое разграничение доаварийного и аварийного режимов, например, в ситуации, когда замыкание вызывается снежным заносом. Пути решения второй проблемы связаны с попытками исключить из расчетных соотношений индуктивности приемной системы, основываясь на малых фазовых сдвигах между токами нулевой или обратной последовательности [1, 3].

В статье рассматривается иной подход, решаю-

ший обе проблемы без методической погрешности. Он основывается на расширенном информационном базисе – спектральных компонентах свободного процесса [4], непременно сопровождающего замыкание в длинной линии, и на применении методов оптимизации (нелинейного программирования). В отличие от алгоритмов, оперирующих уравнениями для мгновенных значений [5], здесь свободная слагаемая рассматривается как совокупность компонентов, для каждого из которых справедливы уравнения того же типа, что и для комплексов основной гармоники. Применение такого подхода делают возможным методы спектрального анализа переходных токов и напряжений [4, 6].

Спектральный компонент представляет собой экспоненту или затухающую гармонику с комплексной частотой  $p_d = -\beta_d + j\omega_d$ , т. е. в общем случае имеет описание

$$\begin{aligned} u_d(t) &= U_{md} \exp(-\beta_d t) \sin(\omega_d t + \psi_d) = \\ &= \sqrt{2} \exp(-\beta_d t) \operatorname{Im}(\underline{U}_d \exp j\omega_d t) = \\ &= \sqrt{2} \operatorname{Im}(\underline{U}_d \exp p_d t), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\underline{U}_d = U_d \exp j\psi_d$  – комплекс действующего значения  $d$ -го компонента (спектральный комплекс).

Свободные слагаемые напряжения и тока образованы наложением одного и того же числа  $n$  компонентов одинаковых комплексных частот:

$$u_{cb}(t) = \sum_{d=1}^n u_d(t), \quad i_{cb}(t) = \sum_{d=1}^n i_d(t). \quad (2)$$

Покажем, что спектральные комплексы напряжений и токов частоты  $p_d$  связаны между собой уравнениями того же типа, что и комплексы основной частоты  $p_0 = j\omega_0$ . Запишем (1) в форме

$$u_d(t) = (-j/\sqrt{2})(\underline{U}_d \exp p_d t - \underline{U}_d^* \exp p_d^* t), \quad (3)$$

где  $\underline{U}_d^* = U_d \exp(-j\psi_d)$ ,  $p_d^* = -\beta_d - j\omega_d$  – сопряженные комплексы.

Перейдем в (2) и (3) к изображениям по Лапласу

$$U_{cb}(p) = \sum_{d=1}^n U_d(p); \quad I_{cb}(p) = \sum_{d=1}^n I_d(p); \quad (4)$$

$$U_d(p) = (-j/\sqrt{2})(\underline{U}_d/(p-p_d) - \underline{U}_d^*/(p-p_d^*)). \quad (5)$$

Из (4) и (5) следует выражение для спектральных комплексов

$$\begin{aligned} \underline{U}_d &= \sqrt{2} \lim_{p \rightarrow p_d} U_{cb}(p)(p-p_d), \quad I_d = \sqrt{2} \lim_{p \rightarrow p_d} \times \\ &\times I_{cb}(p)(p-p_d). \end{aligned} \quad (6)$$

Если применить (6) к операторным уравнениям индуктивности и емкости

$$\begin{aligned} U_{L_{cb}}(p) &= p L I_{L_{cb}}(p) - L_i I_{L_{cb}}(0); \\ U_{C_{cb}}(p) &= (1/pC) I_{C_{cb}}(p) + u_{C_{cb}}(0)/p, \end{aligned}$$

то предельный переход устранит в них слагаемые с начальными значениями свободных токов и напряжений, приведя к обычным уравнениям с комплексными сопротивлениями  $\underline{Z}_{Ld}$ ,  $\underline{Z}_{Cd}$  на частоте  $p_d$

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{Ld} &= \underline{Z}_{Ld} I_{Ld}, \quad \underline{U}_{Cd} = \underline{Z}_{Cd} I_{Cd}; \\ \underline{Z}_{Ld} &= p_d L, \quad \underline{Z}_{Cd} = 1/p_d C. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Отсюда следует, что и уравнения длинной линии для спектральных компонентов примут форму, обычную для комплексов установившегося режима, т. е. не содержащую начальных условий. Если  $R^0$ ,  $G^0$ ,  $L^0$ ,  $C^0$  – первичные вещественные параметры линии, то первичные комплексные параметры на частоте  $p_d$  запишутся по аналогии с (7)

$$\begin{aligned} \underline{Z}_d &= R^0 + p_d L^0 = R^0 - \beta_d L^0 + j\omega_d L^0; \\ \underline{Y}_d &= G^0 + p_d C^0 = G^0 - \beta_d C^0 + j\omega_d C^0. \end{aligned}$$

Соответственно определяются на этой частоте и вторичные параметры – характеристическое сопротивление и коэффициент распространения

$$\underline{\gamma}_d = \sqrt{\underline{Z}_d \underline{Y}_d}, \quad \underline{\chi}_d = \sqrt{\underline{Z}_d \underline{Y}_d}.$$

Пусть  $x$  – координата произвольной точки линии;  $\underline{U}_d(x)$  – спектральный комплекс напряжения в этом месте. Если это – место повреждения, то в нем придется различать три комплекса тока: до, после и в самом повреждении. Обозначив их соответственно как  $I_d(x-)$ ,  $I_d(x+)$  и  $I_d(x) = I_d(x-) - I_d(x+)$ , приDEM к выводу, что спектральные комплексы измеряемых величин имеют обозначения  $\underline{U}_d(0)$  и  $\underline{I}_d(0-)$ , а напряжения и токи в произвольной точке линии выражаются через них в соответствии с уравнениями длинной линии, записанными на комплексной частоте  $p_d$

$$\underline{U}_d(x) = \underline{U}_d(0) \operatorname{ch} \underline{\gamma}_d x - \underline{Z}_d \underline{I}_d(0-) \operatorname{sh} \underline{\gamma}_d x;$$

$$\underline{I}_d(x-) = -(\underline{U}_d(0)/\underline{Z}_d) \operatorname{sh} \underline{\gamma}_d x + x + \underline{I}_d(0-) \operatorname{ch} \underline{\gamma}_d x.$$

Понятия о составляющих прямой и обратной последовательности применительно к спектраль-

ным компонентам носят чисто формальный характер. Иное дело понятия о нулевой составляющей  $u_0$  и безнулевых фазных составляющих  $u'_\nu$ ,  $\nu = A, B, C$  [7], применимые к мгновенным значениям электрических величин

$$u_0 = (1/3)(u_A + u_B + u_C), \quad u'_\nu = u_\nu - u_0;$$

$$i_0 = (1/3)(i_A + i_B + i_C), \quad i'_\nu = i_\nu - i_0,$$

а следовательно, и к спектральным комплексам

$$\underline{U}_{0d} = (1/3)(\underline{U}_{Ad} + \underline{U}_{Bd} + \underline{U}_{Cd}), \quad \underline{U}_{\nu d} = \underline{U}_{\nu d} - \underline{U}_{0d};$$

$$\underline{I}_{0d} = (1/3)(\underline{I}_{Ad} + \underline{I}_{Bd} + \underline{I}_{Cd}), \quad \underline{I}'_{\nu d} = \underline{I}_{\nu d} - \underline{I}_{0d}.$$

Симметричный отрезок трехфазной длинной линии описывается в системе нулевой и безнулевых составляющих четырьмя парами уравнений

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}'_{0d}(x) &= \underline{U}_{0d}(0) \operatorname{ch} \underline{\chi}_{0d} x - \\ &\quad - \underline{Z}_{0d} \underline{I}_{0d}(0-) \operatorname{sh} \underline{\chi}_{0d} x; \\ \underline{I}_{0d}(x-) &= -(\underline{U}_{0d}(0)/\underline{Z}_{0d}) \operatorname{sh} \underline{\chi}_{0d} x + \\ &\quad + \underline{I}_{0d}(0-) \operatorname{ch} \underline{\chi}_{0d} x; \\ \underline{U}'_{\nu d}(x) &= \underline{U}'_{\nu d}(0) \operatorname{ch} \underline{\chi}_{\nu d} x - \\ &\quad - \underline{Z}_{\nu d} \underline{I}'_{\nu d}(0-) \operatorname{sh} \underline{\chi}_{\nu d} x; \\ \underline{I}'_{\nu d}(x-) &= -(\underline{U}'_{\nu d}(0)/\underline{Z}_{\nu d}) \operatorname{sh} \underline{\chi}_{\nu d} x + \\ &\quad + \underline{I}'_{\nu d}(0-) \operatorname{ch} \underline{\chi}_{\nu d} x; \\ \nu &= A, B, C. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Схемная модель электропередачи (предположительно поврежденной) на каждой частоте  $p_d$  представляет собой пассивную цепь (рис. 1), в которой неизвестны координата места повреждения  $x_f$ , индуктивность приемной системы  $L$  и параметры повреждения. При двухфазном и однофазном

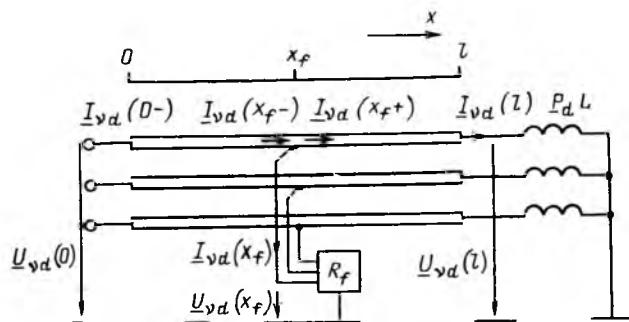


Рис. 1. Схемная модель электропередачи на собственной частоте при произвольном замыкании ( $R_f$  - резистивный многоополюсник)

замыканиях, когда моделью повреждения служит одно переходное сопротивление  $R_f$  (рис. 2, 3), число неизвестных параметров минимально и равно трем. При двухфазном замыкании на землю добавляется еще одно переходное сопротивление (рис. 4) [8], а при неравенстве индуктивностей прямой и нулевой последовательности — еще одна индуктивность  $L_0$ . Дополнительные неопределенные параметры могут быть внесены параллельными линиями электропередачи и ответвлениями.

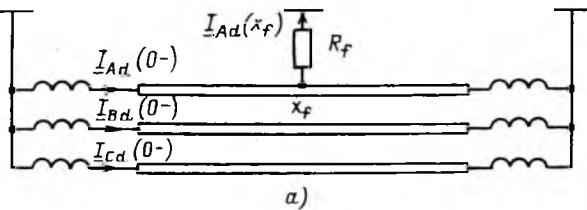
Если бы все параметры схемной модели были известны, то для расчета спектральных комплексов всех электрических величин достаточно было бы задать что-нибудь одно: либо входные напряжения  $\underline{U}_{\nu d}(0)$ , либо токи  $\underline{I}_{\nu d}(0-)$ . Но поскольку известно и то, и другое, т. е. избыточная информация представлена тремя комплексными (шестью вещественными) величинами, то по информации, которую доставляют комплексы частоты  $p_d$ , имеется возможность оценить до шести вещественных параметров схемной модели. Если оцениваемые параметры входят в уравнения электропередачи линейно, то переопределенная в общем случае система линейных алгебраических уравнений может быть решена по методу наименьших квадратов [9]. Но при неизвестных параметрах приемной стороны система уравнений будет нелинейной, и тогда придется обратиться к оптимизационным методам. Ниже применяется метод Нелдера–Мида [10].

Очевидно, что симметрия линии отрицательно сказывается на максимально возможном числе оцениваемых параметров. Математически это проявляется в линейной зависимости между отдельными уравнениями, но существа дела заключается в том, что значения некоторых наблюдаемых токов предопределяются самой схемной моделью и не зависят от оцениваемых параметров.

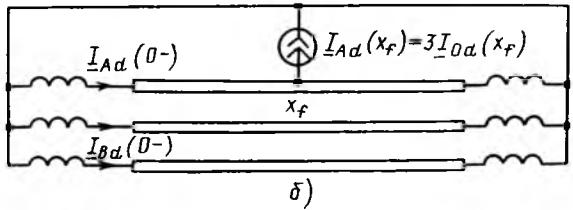
В ветвях (фазах) схемы, находящихся в одинаковых условиях, спектральные компоненты частот  $p_d$  общих для всей схемы, равновелики. Чтобы убедиться в справедливости этого положения, достаточно заменить какую-либо из несимметричных ветвей зависимым источником тока (рис. 2, б–4, б) и учесть, что существующий режим правомерно интерпретировать как реакцию на действие этого источника. Отсюда, в частности, следует вывод, что при двухфазном замыкании фаз  $B$  и  $C$  (рис. 2) фаза  $A$  не затрагивается переходным процессом:

$$I_{Ad}(0-) = 0, \quad I_{Bd}(0-) = -I_{Cd}(0-).$$

Соответственно, число вещественных параметров, которые можно оценить по данным частоты  $p_d$ , сокращается до двух. При однофазном замыкании фазы  $A$  (рис. 3) в равных условиях находятся



a)



b)

Рис. 2. Схемные модели электропередачи в режиме двухфазного замыкания:

а – с переходным сопротивлением; б – с зависимым источником тока

фазы *B* и *C*. Отсюда

$$I_{Bd}(0-) = I_{Cd}(0-).$$

Аналогично и при симметричном двухфазном замыкании на землю (рис. 4). В итоге число вещественных параметров, оцениваемых на одной частоте  $p_d$ , сокращается до четырех.

Еще один фактор сокращения избыточной информации и, как следствие, числа оцениваемых параметров, – слабое влияние активных сопротивлений. Так, при  $R^0 \rightarrow 0$  в схеме по рис. 3

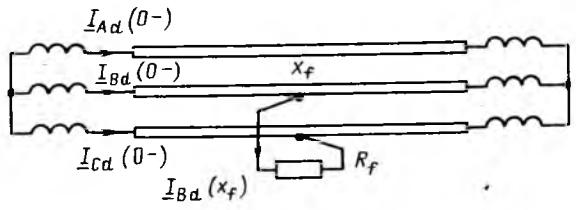
$$\arg I_{Ad}(0-) = \arg I_{Bd}(0-) = \arg I_{Cd}(0-). \quad (9)$$

Это дополнительное условие уменьшает до трех максимальное число оцениваемых параметров, приходящихся на одну частоту  $p_d$ .

Важную роль в процедуре оценивания играет выбор целевой функции [10]. В [11] приведены целевые функции, пригодные при анализе электропередачи как в частотной, так и во временной области. Пусть  $u_\nu(x, k)$ ,  $i_\nu(x, k)$  – мгновенные значения напряжений и токов;  $k$  – дискретное время. Тогда  $u_\nu(0, k)$ ,  $i_\nu(0-, k)$  – измеренные величины. Если при подаче напряжений  $u_\nu(0, k)$  на входы схемной модели с параметрами  $x_f$ ,  $R_f$ ,  $L$  последняя откликается токами  $i_\nu(0-, k)$ , то целевая функция имеет вид

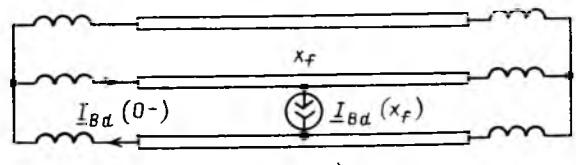
$$\sigma^2 = \sum_{\nu=A, B, C} \sum_{k=0}^h [i_\nu(0-, k) - \hat{i}_\nu(0-, k)]^2, \quad (10)$$

где  $k = 0$  – момент выявления аварийного режима,  $k = h$  – последний момент наблюдения.



I\_Cd(0-)  $\xrightarrow{R_f}$  I\_Bd(x\_f)

a)



b)

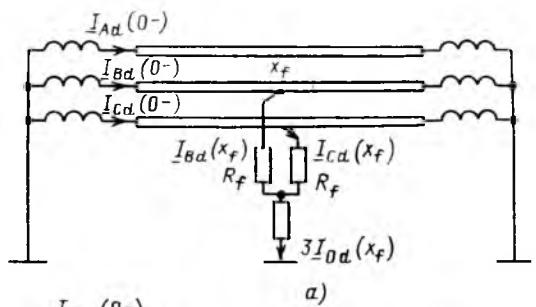
Рис. 3. Схемные модели электропередачи в режиме однофазного замыкания:

а – с переходным сопротивлением; б – с источником тока

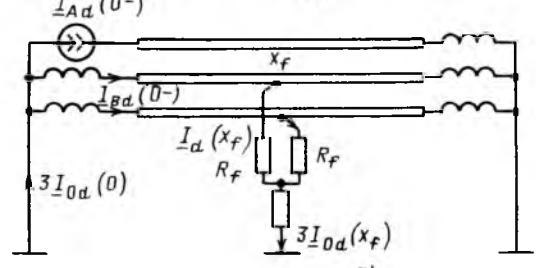
Оценки  $x_f$ ,  $R_f$ ,  $L$  определяются из условия наилучшего квадратичного приближения расчетных кривых  $i_\nu(0-, k)$  к наблюдаемым величинам  $i_\nu(0-, k)$

$$\sigma(x_f \rightarrow \hat{x}_f, R_f \rightarrow \hat{R}_f, L \rightarrow \hat{L}) \rightarrow \min.$$

Аналогичная по смыслу функция может быть построена на базе величин, рассчитанных по спектральным комплексам  $U_{\nu d}(0)$  и  $I_{\nu d}(0-)$ . Определив по ним комплексы  $U_{\nu d}(l)$  и  $I_{\nu d}(l-)$ , действующие в конце линии, а также оценку комплексов напряжений через комплексы токов  $U_{\nu d}(l) = p_d [L I_{\nu d}'(l-) + L_0 I_{0d}(l-)]$  и перейдя к мгно-



a)



b)

Рис. 4. Схемные модели электропередачи в режиме двухфазного замыкания на землю:

а – пассивная; б – с возбуждающим источником

венным значениям спектральных компонентов  $u_{\nu d}(l, k)$ ,  $\hat{u}_{\nu d}(l, k)$ , а затем к результату их наложения, можем записать

$$\sigma^2 = \sum_{\nu=A,B,C} \sum_{d=1}^n \sum_{k=0}^h [u_{\nu d}(l, k) - \hat{u}_{\nu d}(l, k)]^2. \quad (11)$$

Целевая функция (11) представляет интерес в связи с тем, что расчет каскадного соединения участков линии выполняется более просто (по формулам (8)), чем расчет схемной модели с заданными источниками (только напряжения или только токи). Следующий шаг упрощения процедуры оптимизации направлен на замену условия близости функций времени условием близости модулей спектральных комплексов

$$\sigma^2 = \sum_{\nu=A,B,C} \sum_d |\underline{I}_{\nu d}(0-) - \hat{\underline{I}}_{\nu d}(0-)|^2,$$

что интерпретирует целевую функцию (10), или

$$\sigma^2 = \sum_{\nu=A,B,C} \sum_d |\underline{U}_{\nu d}(l) - \hat{\underline{U}}_{\nu d}(l)|^2, \quad (12)$$

интерпретирующие функцию (11).

Оценки параметров определяются путем решения задачи на условный экстремум с ограничениями  $0 \leq x_f \leq l$ ,  $0 \leq R_f \leq R_{f \max}$ ,  $L_{\min} \leq L \leq L_{\max}$ . Рас-

полагая оценками  $x_f$ ,  $R_f$ ,  $L$ , из схемной модели на основной частоте можно найти оценку ЭДС приемной системы

$$\underline{E} = \underline{U}'_{\nu}(l) - j\omega_0 L \underline{I}'_{\nu}(l),$$

где  $\underline{U}'_{\nu}$  и  $\underline{I}'_{\nu}$  – безнулевые комплексы основной частоты.

Условия поиска оценок тем благоприятнее, чем острее выражен экстремум целевой функции. Анализ показывает, что по параметрам  $x_f$  и  $R_f$  экстремум выражен острее, чем по  $L$ . Последнее объясняется преобладанием индуктивных параметров электропередачи, т. е. в конечном счете соотношением (9).

Изложенный алгоритм поиска места повреждения посредством оценивания совокупности неопре-

деленных параметров испытан на цифровой модели электропередачи по рис. 5, имеющей параметры:

$$l = 800 \text{ км}; R^0 = 0,0137 \Omega/\text{км}; L^0 = 8,6 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}/\text{км};$$

$$C^0 = 1,37 \cdot 10^{-8} \Phi/\text{км}; R_0^0 = R^0 + 1,5 \omega_d^2 L^0 = 1,07 \cdot 10^{-6} \Omega/\text{км};$$

$$L_0^0 = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}/\text{км}; C_0^0 = 1,07 \cdot 10^{-7} \Phi/\text{км};$$

$$E_s = 737 \angle 25^\circ \text{ кВ}; \omega_0 L_s = 113 \Omega; \omega_0 L_{s0} = 47 \Omega;$$

$$E_r = 554 \angle 73^\circ \text{ кВ}; \omega_0 L_{r0} = 42 \Omega; \omega_0 L_u = \omega_0 L_{u0} = 1869 \Omega.$$

Переходный процесс короткого замыкания рассчитывался по программе ВНИИрелестроения [12]. Результаты расчета – напряжения и токи в начале линии  $u_{\nu}(0, t)$  и  $i_{\nu}(0-, t)$  – служили входными данными для программы оценивания, составленной по изложенному алгоритму применительно к модели по рис. 1. Первичные параметры линии задавались точно. Остальные же параметры, а именно  $x_f$ ,  $R_f$ ,  $L$  и  $E$ , подлежали оцениванию.

Приведем, что важно для проверки, точные значения двух последних параметров  $L = L_u L_r / (L_u + L_r) = 0,132 \text{ Гн}$ ;  $E = (L_u / (L_u + L_r)) E_r = E_R + j E_I = 151,2 + j 520 \text{ кВ}$ .

Дальнейшее относится к однофазному короткому замыканию, которое имитировалось в различных точках линии через переходное сопротивление  $R_f = 30 \Omega$ . Применялась целевая функция (12) с двумя компонентами ( $d = 1,2$ ). Процедура оптимизации начиналась со следующих значений оцениваемых параметров:  $x_f = 400 \text{ км}$ ,  $R_f = R_{f \max}$ ,  $L = L_{\max}$ . Ее результаты указаны в табл. 1.

Как видим, расстояние до места повреждения и переходное сопротивление определены достаточно точно, хотя оценка  $L$  оказалась неудовлетворительной. Известно, что поиск глобального экстремума может быть улучшен путем введения вспомогательных параметров оптимизации [10]. Подобный прием был использован, в частности, в [13], где оптимизация выполнялась в два этапа, но только на основной частоте и при известных параметрах приемной системы. Результаты, приведенные в табл. 2, получены с использованием вспомогательного параметра  $R$  – активного сопротивления, включенного последовательно с индуктивностью  $L$  приемной системы.

Анализ промежуточных результатов итерационного процесса оптимизации показал, что оценки  $x_f$  и  $R_f$  довольно быстро входят в окрестность точных значений, чего нельзя сказать об оценках  $L$  и  $R$ . В



Рис. 5. Расчетная схема короткого замыкания в ЛЭП 750 кВ,  $L_u$  – индуктивность реактора

Т а б л и ц а 1

Оценки, полученные при  $R_{f\max} = 50 \text{ Ом}$ ,  $L_{\min} = 0$ ,  $L_{\max} = 1,5 \text{ Гн}$ .

$x_f$ , км	1	5	25	100	400	700	799
$x_f$ , км	1,34	5,76	25,12	100,65	400,44	700,36	798,79
$R_f$ , Ом	30,20	30,16	30,03	30,14	30,24	29,86	30,23
$L$ , Гн	0,474	0,136	0,355	0,491	0,699	0,510	0,508

Т а б л и ц а 2

Оценки, полученные при  $R_{f\max} = 50 \text{ Ом}$ ,  $L_{\min} = 0$ ,  $L_{\max} = 1,5 \text{ Гн}$ ,  $R \geq 0$ .

$x_f$ , км	1	5	25	100	400	700	799
$x_f$ , км	1,28	5,44	25,42	100,66	400,56	700,02	799,33
$R_f$ , Ом	30,20	30,16	30,03	30,14	30,24	29,86	30,23
$L$ , Гн	0,128	0,127	0,128	0,130	0,129	0,129	0,131
$R$ , Ом	1,04	1,13	1,17	1,17	0,99	0,97	0,99

Т а б л и ц а 3

Оценки, полученные при оптимальных ограничениях  $0 \leq x_f \leq 1600 \text{ км}$ ,  $R_f \geq 0$ ,  $L \geq -100 \text{ Гн}$ ,  $R \leq 1 \text{ кОм}$ .

$x_f$ , км	1	5	25	100	400	700	799
$x_f$ , км	1,44	5,61	25,58	100,77	401,47	700,17	798,93
$R_f$ , Ом	30,05	30,08	30,03	30,03	30,20	29,88	29,81
$L$ , Гн	0,131	0,133	0,133	0,131	0,133	0,131	0,131
$E_R$ , кВ	151,04	151,11	151,20	151,20	151,99	151,14	151,98
$E_I$ , кВ	520,12	519,95	520,10	520,00	520,00	520,12	520,01
$R$ , Ом	0,03	0,25	0,30	0,12	0,18	0,05	0,16

связи с этим было рассмотрено влияние ограничений на процесс оптимизации. Сначала были перенесены нижние пределы ограничений по  $L$  и  $R$  вплоть до  $L_{\min} = -10$  Гн и  $R_{\min} = -100$  Ом, хотя отрицательные значения параметров и не имеют физического смысла. В результате не только снизились погрешности найденных оценок, но и уменьшилось число итераций. Затем был предпринят поиск пределов, оптимальных с точки зрения числа итераций. Перенос нижних пределов  $x_f \min$  и  $P_f \min$  положительного эффекта не дал, а расширение верхних пределов сказалось положительно. В итоге найдены оптимальные ограничения и получены соответствующие им оценки (табл. 3).

В то же время обнаружилось, что процесс оптимизации некритичен к начальным значениям параметров. Результаты, аналогичные приведенным в табл. 1–3, были получены также для иных значений переходного сопротивления в программной модели электропередачи. Рассматривались  $R_f$  в диапазоне от 0,3 до 50 Ом.

## Выводы

- Спектральные компоненты свободного процесса столь же информативны, как и основная гармоника установившегося режима, но имеют еще и то достоинство, что действуют в схемной модели, не содержащей источников.

- Число оцениваемых параметров в расчете на один спектральный компонент зависит от вида повреждения и, как минимум, равно двум.

- Результаты оптимизационного поиска места повреждения линии электропередачи улучшает введение вспомогательных (избыточных) параметров оптимизации и расширение задаваемых пределов изменения параметров.

## Список литературы

- Саухатас А.-С. С., Ванзович Э. П., Гядюк Э. Ф.** Фиксирующие измерители расстояния до места короткого замыкания // Электротехника. 1990. № 3. С. 44–46.
- Srinivasan K., St-Jacques A. A.** A new fault location algorithm for radial transmission lines with loads // IEEE Trans. Power Deliv. 1989. Vol. 4. N 3. P. 1676–1682.
- Шалыт Г. М., Айзенфельд А. И., Малый А. С.** Определение мест повреждения линий электропередачи по параметрам аварийного режима. М.: Энергоатомиздат, 1983.
- Лямец Ю. Я., Антонов В. И., Ильин В. А.** Анализ состава напряжения (тока) аварийного режима электроустановки как алгоритм релейной защиты и автоматики // Электротехника. 1992. № 1.
- Soillard M., Sarquiz Ph., Mouton L.** Development of measurement principles and the technology of protection systems and fault location systems for three-phase transmission lines—CIGRE Report 34–02, 1974.
- Лямец Ю. Я.** Метод производящих уравнений в цифровой обработке напряжения и тока электрической сети //

Материалы Всесоюз. науч.-техн. конф. "Современная релейная защита электроэнергетических объектов". Чебоксары: ВНИИР. 1991. С. 38–41.

7. **Лямец Ю. Я.** К анализу переходных процессов в трехфазных цепях методом симметричных составляющих // Электротехничесво. 1988. № 12. С. 57–60.

8. **Атабеков Г. И.** Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. М.: Госэнергоиздат, 1957.

9. **Лямец Ю. Я., Антонов В. И., Нудельман Г. С.** Оценивание параметров как алгоритм релейной защиты // Электротехника. 1990. № 2. С. 21–24.

10. **Химмельбау Д.** Прикладное нелинейное программирование. М.: Мир, 1976.

11. **Оценивание параметров электрической сети на основе спектральных компонентов / В. И. Антонов, С. Х. Ахметзянов, Ю. Я. Лямец и др.** // Материалы Всесоюз. науч.-техн. конф. "Современная релейная защита электроэнергетических объектов". Чебоксары: ВНИИР. 1991. С. 42–43.

12. **Дони Н. А., Шурпов А. А.** Моделирование переходных процессов в энергосистеме для анализа устройств релейной защиты // Электротехника. 1990. № 2. С. 13–16.

13. **Лямец Ю. Я., Антонов В. И., Нудельман Г. С.** Оптимизационный алгоритм контроля состояния электрической системы // Диагностика электроэнергетического оборудования с использованием микропроцессорных средств. Материалы 1 Всесоюз. науч.-техн. конф. Ч. II. Киев: ИЭД. 1990. С. 30–34.

Поступила 14.11.91

УДК 621.318.3.681.142–523.8.001.24

## СТАТИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ НА ЭВМ

В. П. ЗУБАРЕВ, инж., С. М. КАМЫНИН, канд. техн. наук

Для выполнения расчетов магнитной цепи приборов и регуляторов часто приходится аппроксимировать кривую намагничивания

$$B = f(Aw), \quad (1)$$

где  $B$  – индукция, Т;  $Aw$  – ампер-витки намагничивания.

Аппроксимация кривой намагничивания позволяет автоматизировать расчеты магнитной цепи регуляторов и приборов на ЭВМ. Аналитическое описание кривой намагничивания обеспечивает использование стандартных программ интегрирования на ЭВМ и необходимую быстроту расчета.

Существует несколько видов аппроксимаций кривой стали: с помощью гиперболического синуса, с помощью гиперболы, степенной функции, экспоненты, комплексной функции произведения гиперболического синуса на степенную функцию

[1]. Однако, при таких способах аппроксимации существует мало точек пересечения аппроксимирующей кривой с экспериментальной кривой намагничивания (2–3 точки), и, вследствие этого, не обеспечивается достаточная точность расчетов при использовании стандартной программы интегрирования на ЭВМ.

Для увеличения точности аппроксимации в статье рекомендуется применять более сложные функции, в частности, арктангенс полинома  $n$ -й степени,

$$B = \operatorname{arctg} \left[ \frac{d_3 \gamma}{\gamma^n + \gamma^{n-1} + \dots + 1} \right], \quad (2)$$

которые обеспечивают 4 и более точек пересечения с кривой намагничивания в зависимости от значения  $n$ .

То, что по предлагаемой аппроксимации необходимо выполнить больше вычислений, не имеет существенного значения, так как ЭВМ выполняет расчет очень быстро. Кроме того, нужна аппроксимация, которая бы учитывала насыщение магнитной цепи, а также изменение степени насыщения магнитной цепи. Этому условию хорошо отвечает аппроксимация с помощью арктангенса полинома второй степени  $\gamma$ :

$$B_* = \operatorname{arctg} \frac{d_3 \gamma}{\gamma^2 - 1}, \quad (3)$$

где

$$\gamma = \frac{Aw}{Aw_0},$$

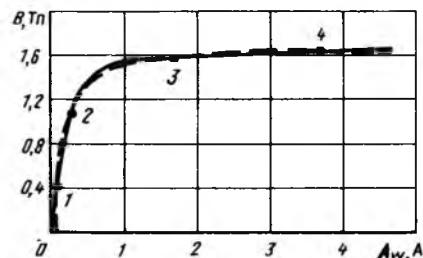
$Aw_0$  – начальные ампер-витки намагничивания;  $Aw$  – ампер-витки намагничивания (переменная величина);  $B_*$  – индукция в относительных единицах (радианах);  $d_3$  – коэффициент, учитывающий насыщение магнитной цепи.

Коэффициент  $d_3$  – безразмерная величина и изменяется в пределах от 0,1 до 100 в зависимости от насыщения магнитной цепи. При малых значениях  $d_3$  резко увеличивается насыщение, что позволяет аппроксимировать прямоугольные петли гистерезиса.

Приведенная аппроксимация (3) очень удобна для настройки программы, так как две точки пересечения аппроксимирующей кривой с экспериментальной (рисунок) задаются сразу  $Aw_0$  и  $Aw$ , а две другие определяются значением коэффициента  $d_3$  с помощью метода статистической идентификации (наименьших квадратов) на ЭВМ.

В основе метода статистической идентификации лежит регрессивный анализ [2, 3], который объединяет практические методы исследования регрессивной зависимости между величинами по статистическим данным.

Пусть  $m$  результатов измерений индукции  $B$  связано с неизвестными  $\gamma$  и  $d_3$  функциональной



Расчетная (—) и экспериментальная (—) зависимости магнитной индукции  $B$  от ампер-витков намагничивания  $Aw$

зависимостью

$$B_i = \operatorname{arctg} \frac{d_3 \gamma_i}{\gamma_i^2 - 1} + \delta_i, \quad (4)$$

где  $\delta_i$  – независимые случайные ошибки, а функция  $f_i = \operatorname{arctg} \frac{d_3 \gamma_i}{\gamma_i^2 - 1}$  (в общем случае нелинейная) дифференцируемая.

При использовании метода наименьших квадратов сумма квадратов отклонений экспериментальных точек от сглаживающей аналитической зависимости должна быть минимальной.

Если на основе анализа экспериментальных данных выбран вид функции (4), зависящей от численных параметров  $\gamma_i$  и  $d_3$ , то требуется выбрать такой коэффициент  $d_3$ , чтобы выполнялось условие

$$S = \sum_{i=1}^m \left[ B_{3i*} - \operatorname{arctg} \frac{d_3 \gamma_i}{\gamma_i^2 - 1} \right]^2 = \min \quad (5)$$

или  $\frac{\partial S}{\partial d_3} = 0$ , т. е.

$$\sum_{i=1}^m \left[ B_{3i*} - f_i(\gamma_i, d_3) \right] \frac{\partial f_i}{\partial d_3} = 0, \quad (6)$$

где  $B_{3i*}$  – экспериментальное значение  $B$ .

После дифференцирования получим сложную зависимость, представляющую значительную трудность для решения:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^m \left[ B_{3i*} \operatorname{arctg} \frac{d_3 \gamma_i}{\gamma_i^2 - 1} \right] \times \\ & \times \left[ \frac{1}{1 + d_3 \gamma_i} \right] \left[ \frac{\gamma_i}{\gamma_i^2 - 1} \right] = 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Поэтому очень часто нелинейные связи каким-либо преобразованием [3] могут быть приведены к

линейным. Для выполнения этого преобразования обозначим:

$$k_i = \gamma_i / (\gamma_i^2 - 1). \quad (8)$$

Тогда с учетом (8) после дифференцирования имеем

$$\sum_{i=1}^m [\operatorname{tg} B_{3i*} - d_3 K_i] k_i = 0.$$

Отсюда

$$d_3 = \frac{\sum_{i=1}^m (\operatorname{tg} B_{3i*} K_i)}{\sum_{i=1}^m K_i^2}. \quad (9)$$

Уравнение (9) взято за основу при обработке  $m$  статистических точек выборки, представленных в табл. 1.

Из расчетов по формуле (9)  $d_3 = 2,81$ . Это значение очень близко к экспериментальному, равному 2,82. Причем значение  $d_3$  в основном определяется статистическими измерениями на "колене" кривой намагничивания 0,3–0,8 Т. Поэтому в этом диапазоне нужно иметь как можно больше статистических данных выборки. Указанный метод определения коэффициентов регрессии исходит из предположения нормального распределения результатов наблюдения, совпадающих с оценками наибольшего правдоподобия [2]. Однако оценки, полученные этим методом, являются в некотором смысле наилучшими и в случае отклонения от нормальности, если только объем выборки достаточно велик. При заданном значении вероятности  $P$  минимальный объем выборки мож-

но определить из выражения

$$\Omega = \left[ \frac{\Phi^{-1}(P/2)\sigma_m}{\Delta} \right]^2, \quad (10)$$

где  $m$  – количество измерений в выборке;  $\Delta$  – заданная погрешность;  $\sigma$  – дисперсия замера;  $\Phi_x$  – функция распределения нормального закона.

Из выражения (3) получаем квадратное уравнение относительно

$$\gamma^2 - \frac{d_3}{\operatorname{tg} B_*} \gamma - 1 = 0. \quad (11)$$

Решением уравнения является

$$\gamma_{1,2} = \frac{d_3}{2 \operatorname{tg} B_*} \pm \sqrt{\left[ \frac{d_3}{2 \operatorname{tg} B_*} \right]^2 + 1}, \quad (12)$$

где

$$B_* = \frac{\pi}{2} - \left[ \frac{B - B_0}{B_m - B_0} \right] \frac{\pi}{2}; \quad (13)$$

$B$  – текущее (переменное) значение индукции (в теслах);  $B_m$ ,  $B_0$  – постоянные значения индукции (в теслах). Подставив выражение (12) в (13), получим:

$$\gamma = \frac{d_3}{2 \operatorname{tg} \left[ \frac{\pi}{2} - \left[ \frac{B - B_0}{B_m - B_0} \right] \frac{\pi}{2} \right]} \times \\ \times \sqrt{\frac{d_3}{2 \operatorname{tg} \left[ \frac{\pi}{2} - \left[ \frac{B - B_0}{B_m - B_0} \right] \frac{\pi}{2} \right]^2 + 1}}. \quad (14)$$

Таблица 1

$m$	$B_{3i*}$ , Т	$B_{3i*}$ , рад	$\operatorname{tg} B_{3i*}$	$Aw$	$\gamma$	$\gamma^2$	$k_i$
1	$B_0 = 0,4$	1,57	$\infty$	$Aw_2 = 0,875$	1	1	$\infty$
2	0,5	1,44922	8,345	1,03	1,177714	1,38633	3,0484
3	0,55		5,485	1,14	1,3028	1,69736	1,86818
4	0,6	1,328461	4,066	1,23	1,4057	1,97601	1,44025
5	0,65		3,412	1,32	1,508	2,2749	1,18283
6	0,7	1,19827	2,56	1,46	1,66857	2,78412	0,93523
7	0,8	1,086926	1,907	1,73	1,97714	3,90909	0,679
8	0,9	0,96617	1,4592	2,07	2,36574	5,5966	0,514663
9	1,0	0,84538	1,12	2,49	2,84571	8,0980	0,4009
10	1,1	0,714615	0,8771	3,03	3,462857	11,99137	0,315052
11	1,2	0,60384	0,6841	3,77	4,30857	18,56378	0,24531
12	1,6	0,120733	0,1206	20,36	23,2685	541,4234	0,04305

$B, \text{ Т}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,65	1,67	1,68
$Aw, \text{ А}$	0,52	0,62	0,73	0,875	1,03	1,23	1,46	1,73	2,07	2,49	3,03	3,77	4,86	6,62	10,09	20,36	40,8	68,1	102

**Пример.** При выполнении расчетов по аппроксимации (14) задаемся двумя опорными точками на экспериментальной кривой намагничивания (рисунок):

$$B_0 = 0,4 \text{ Т}; Aw_0 = 0,875 \text{ А} \text{ и } B_m = 1,7 \text{ Т}.$$

В примере расчет выполняется для текущего значения индукции

$$B = 1 \text{ Т}: B - B_0 = 1,3 \text{ Т}; B - B_m = 0,6 \text{ Т}.$$

Коэффициент  $d_3$ , как это уже указывалось, определяется при помощи метода наименьших квадратов на ЭВМ [3]. В данном примере он принимается равным  $d_3 = 1$ , тогда из решения квадратных уравнений (12), (13) получим:  $B_* = 0,851$ ;

$$\gamma = 1,54.$$

Отсюда находим

$$Aw = Aw_0\gamma = 1,35 \text{ А.}$$

Последняя формула (14) была запрограммирована на ЭВМ. На ЭВМ были выполнены расчеты и проведен анализ влияния отдельных параметров на точность аппроксимации кривой намагничивания.

В результате выполненных расчетов было выбрано оптимальное значение  $d_3 = 2,81$ .

Для данных параметров аппроксимации были выполнены расчеты на ЭВМ, приведенные в табл. 2.

На рисунке показана аппроксимирующая кривая, нанесенная на экспериментальную кривую. Как видно, аппроксимирующая кривая имеет 4 точки пересечения с экспериментальной, что является признаком очень хорошей аппроксимации. После определения ампер-витков  $Aw$  осуществляется расчет на ЭВМ магнитной цепи регулятора, прибора, в частности, определяются напряжение стабилизации, термокомпенсация прибора и т. д. Все расчеты магнитной цепи выполняются с помощью аппроксимирующей кривой на ЭВМ. Программа аппроксимации магнитной цепи написана на алгоритмическом языке ФОРТРАН-77 в MS DOS для персональной ЭВМ АТ-286.

#### Список литературы

1. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. М.: Высшая школа, 1977.
2. Кендалл М. Дж., Стоарт Т. А. Статистические выводы и связи. М.: Наука, 1973.
3. Линник Ю. В. Математическая статистика. Л.: Наука, Ленингр. отд-ние, 1982.

Поступила 24.08.92

# НАШИ ЮБИЛЯРЫ

## ПОПОВ ВИКТОР ВАСИЛЬЕВИЧ

(к 60-летию со дня рождения)

В ноябре 1992 г. исполнилось 60 лет со дня рождения заведующего кафедрой "Электрические машины", декана Электромеханического факультета Санкт-Петербургского государственного технического университета, доктора техн. наук, профессора Попова Виктора Васильевича.

В 1955 г. Виктор Васильевич с отличием окончил Ленинградский политехнический институт и с тех пор непрерывно работает на кафедре "Электрические машины". Талантливый педагог, он внес большой вклад в дело подготовки и воспитания высококвалифицированных инженеров, научных и педагогических работников для нашей страны и ряда зарубежных стран. В. В. Попов много и плодотворно работает над совершенствованием учебного процесса и внедрением в него новых технологий обучения. Его оригинальные учебно-методические труды пользуются заслуженной популярностью у студентов и педагогов. За успехи в педагогической деятельности он награжден почетным знаком "За отличные успехи в работе".

В научных кругах В. В. Попов известен как один из ведущих специалистов страны в области крупного электромашиностроения. Сфера его научных интересов связана с математическим моделированием взаимосвязанных физических полей и процессов в мощных электроэнергетических машинах. Им выполнен большой объем научных исследований, выявивших общие и локальные закономерности распределения взаимосвязанных электромагнитных, тепловых и термомеханических полей в основных элементах и узлах мощных турбогенераторов и турбодвигателей, а также цикл исследований переходных электромеханических процессов в асинхронизированных и синхронных машинах с продольно-поперечным возбуждением. Им сделан важный вклад в формирование современных научных основ повышения термической стойкости отечественных массивно-роторных машин к аномальным режимам. Основные научные результаты с большим экономическим эффектом были использованы при создании серии отечест-

венных турбогенераторов мощностью от 300 до 1000 МВт, а также ряда других специальных машин.

В последние годы им и его учениками успешно разрабатывается методология имитационного моделирования для целей прогнозирования надежности мощных электроэнергетических машин на стадии проектирования, а также для научного обоснования допустимых технологических отклонений в размерах, свойствах материалов, условиях сопряжения и охлаждения основных элементов и узлов таких машин в процессе их изготовления.

Профессор Попов В. В. является автором более 200 научных и учебно-методических работ, им подготовлено 13 кандидатов техн. наук и много других дипломированных специалистов, на протяжении многих лет ведет активную научно-общественную работу. Он является вице-президентом Ассоциации инженеров-электриков, членом научно-технического комитета Федерации энергетических и электротехнических обществ, председателем и членом ряда специализированных Советов по защите кандидатских и докторских диссертаций, членом редколлегии журнала "Электротехника" и Энергоатомиздата. Длительное время В. В. Попов был экспертом ВАК СССР и председателем секции электрических машин ВНТО электротехников и электроэнергетиков им. Г. М. Кржижановского. Профессор В. В. Попов активно сотрудничает с зарубежными учеными, научно-техническими организациями и вузами, является членом американского Института инженеров-электриков и электроников.

Огромное трудолюбие, широта кругозора, эрудиция и внимательное отношение к людям снискали Виктору Васильевичу глубокое уважение всех работающих с ним сотрудников и электротехнической общественности страны. Желаем Виктору Васильевичу Попову крепкого здоровья, новых творческих успехов в дальнейшей работе и большого счастья.

# ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ СТАТЕЙ

1. Статья не должна превышать 12 страниц текста, отпечатанного на машинке через 2 интервала с полями 2–3 см, и иметь не более 5 рисунков.
2. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации.
3. Желательно, чтобы число авторов не превышало пяти. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.
4. Формулы должны быть четко вписаны от руки в отдельные строки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) – двумя черточками сверху. 0 (нуль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.
5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.
6. Чертежи, графики, диаграммы и т. д. вычерчиваются тушью на плотной бумаге или кальке. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.
7. Статья должна завершаться конкретными выводами, в которых в лаконичной форме излагаются результаты работы и предложения автора, вытекающие из данного материала. Выводы не должны повторять данных и положений, содержащихся в основном тексте статьи.
8. Список литературы приводится в конце статьи. Он составляется в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.
- Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книги, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сбесников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.
- В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также мало распространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом и т. д.
9. Статья должна быть подписана авторами. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, место работы, ученое звание, номера домашнего и служебного телефонов.
10. Статью следует высыпать в редакцию только заказной бандеролью.

Научный редактор Н. С. Р а з у м о в с к а я  
Литературный редактор А. М. М е с к и н а  
Художественный редактор Т. А. Д в о р е ц к о в а  
Технический редактор Г. Г. С а м с о н о в а  
Корректор Е. С. А р е ф ь е в а

Сдано в набор 25.01.93. Подписано в печать 16.02.93. Формат 60×88<sup>1</sup>/8. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.-отт. 9,54. Уч.-изд. л. 9,17. Тираж 1137 экз. Заказ №06.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате  
Министерства печати и информации Российской Федерации

142300, г. Чехов Московской области

Отпечатано в Подольском филиале

142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

УДК 621.313.332:621.316.722.1

**Автобалластная стабилизация напряжения асинхронного генератора микроГЭС.** Б. В. Лукутин, С. Г. Обухов.- Электротехника, 1993, № 3, с. 2

Проводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований рабочих режимов микроГЭС с одноканальной системой стабилизации автобалластного типа, реагирующей на ток полезной нагрузки. Даются рекомендации по выбору параметров системы стабилизации напряжения асинхронного генератора станции в установившихся и переходных режимах.

Ил. 4. Библ. 4 назв.

УДК 621.313.024.001.24

**Расчетный анализ вихревых токов и добавочных потерь в обмотке якоря крупной машины постоянного тока.** В. И. Милых. - Электротехника, 1993, № 3, с. 6

Приведены расчеты вихревых токов и вызванных ими добавочных потерь мощности в проводниках обмотки якоря крупной компенсированной машины постоянного тока в режимах холостого хода и номинальной нагрузки. Обоснована используемая математическая модель, построенная на применении электрических схем замещения проводников и подготовке параметров этих схем полевыми методами.

Ил. 8. Библ. 8 назв.

УДК 621.313.333.001.24

**Асинхронный двигатель для электроприводов с параметрическим управлением.** А. М. Олейников, С. Б. Смирнов, А. Б. Сафонов. - Электротехника, 1993, № 3, с. 18

Представлены результаты исследования электромеханических систем с управляемыми параметрическими двигателями, которые имеют короткозамкнутый асинхронный двигатель с двухслойным ротором. Показано, что такой двигатель обладает возможностями двигателя с фазным ротором с регулируемым активным сопротивлением.

Ил. 3. Библ. 2 назв.

УДК 621.314.222.6.538.945.001.5.

**Исследование модели регулировочного трансформатора с передвижной короткозамкнутой обмоткой из высокотемпературной сверхпроводящей керамики.**

В. В. Александров, В. Н. Елагин, О. Г. Коробов, Л. В. Лейтес, А. И. Лурье. - Электротехника, 1993, № 3, с. 21

Рассмотрено применение в регулировочных трансформаторах системы Е. Норриса массивных монолитных колец из ВТСП-керамики в качестве короткозамкнутой обмотки, что позволит существенно снизить потери в этой обмотке, а также получить некоторые новые качественные преимущества (регулятор, стабилизатор, ограничитель тока). Экспериментально подтверждена работоспособность регулировочных трансформаторов с передвижной короткозамкнутой обмоткой в виде толстостенного ВТСП-цилиндра или кольца.

Ил. 7. Библ. 11 назв.

УДК 621.314.6.001.5

**Высокочастотные транзисторные инверторы, нагруженные на индуктор.** А. С. Васильев, А. И. Балабух, А. Е. Овчаренко. - Электротехника, 1993, № 3, с. 25.

Рассмотрены резонансные схемы мостового и полумостового инверторов с обратными диодами и сложной нагрузкой индуктивного характера. Предложены рекомендации по определению параметров коммутирующих элементов.

Ил. 4. Библ. 3 назв.

УДК 621.382.2.026.001.5

**Исследование электромагнитных процессов в силовой части выпрямителей для гальванических ванн.** А. И. Сафонов. - Электротехника, 1993, 3, с. 28

Рассмотрен метод исследования электромагнитных процессов в силовой части выпрямителей на ПЭВМ с помощью системы ELTRAN. Приведены результаты исследований новой серии выпрямителей, выполненных с помощью указанной системы. Результаты исследований сведены в таблицы и представлены графическим материалом в виде осцилограмм, полученных на ПЭВМ.

Ил. 9. Табл. 9. Библ. 3 назв.

УДК 621.318.3.681.142-523.8.001.24

**Статистическая идентификация параметров кривой намагничивания магнитной цепи на ЭВМ.** В. П. Зубарев, С. М. Каманин. - Электротехника, 1993, № 3, с. 66

Описаны метод, алгоритм и программа IDEN определения коэффициентов регрессии кривой намагничивания на персональной ЭВМ. В основе методаложен регрессионный анализ, объединяющий практические методы (наименьших квадратов) исследования регрессионной зависимости между величинами по статическим данным.

Ил. 1. Табл. 1. Библ. 3 назв.

